

UNIVERSITE DE GENEVE
Institut de physique
nucléaire et corpusculaire

FACULTE DES SCIENCES

Professeur D. Maeder

MEMOIRES A CABLES COAXIAUX

THÈSE

PRESENTÉE A LA FACULTE DES SCIENCES
DE L'UNIVERSITE DE GENEVE
POUR OBTENIR LE GRADE DE DOCTEUR ES SCIENCES PHYSIQUES

PAR

Gilbert VUILLEUMIER

de
GENEVE

THESE No 1515

GENEVE

Atelier d'impression de l'Ecole de Physique

1970

UNIVERSITE DE GENEVE
Institut de physique
nucléaire et corpusculaire

FACULTE DES SCIENCES

Professeur D. Maeder

MEMOIRES A CABLES COAXIAUX

THÈSE

PRESENTÉE A LA FACULTE DES SCIENCES
DE L'UNIVERSITE DE GENEVE
POUR OBTENIR LE GRADE DE DOCTEUR ES SCIENCES PHYSIQUES

PAR

Gilbert VUILLEUMIER

de
GENEVE

THESE No 1515

GENEVE

Atelier d'impression de l'Ecole de Physique

1970

La faculté des sciences, sur le préavis
du professeur D. MAEDER, directeur de thèse, et du
professeur B. LEVRAT, autorise l'impression de la présente
thèse, sans exprimer d'opinion sur les propositions qui y
sont énoncées.

Genève, le 1er avril 1970

Le doyen
Marc Vuagnat

Thèse No 1515



REMERCIEMENTS

Que le professeur D. MAEDER trouve ici l'expression de toute ma gratitude pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail, ainsi que pour les conseils et les suggestions qu'il m'a prodigués dans son avancement.

Je remercie le professeur B. LEVRAT d'avoir accepté de faire partie du jury de thèse.

Je remercie tous mes collègues du groupe électronique de l'Institut de physique nucléaire et corpusculaire, en particulier messieurs M. WENGER, A. SCHINDLER, R. CHEVALLEY pour l'aide qu'ils m'ont apportée sur des points particuliers, ainsi que le groupe technique qui a assuré la construction des appareils.

Je remercie la commission pour l'encouragement de la recherche scientifique ainsi que l'"Eidgenössische Stiftung zur Förderung Schweizerischer Volkswirtschaft durch Wissenschaftliche Forschung" qui ont financé chacune une partie de ces travaux.

TABLE DES MATIERES

I	Introduction	
.1	La conservation de l'information	1
.2	Câbles et mémoires	2
.3	Configuration des mémoires dynamiques	3
.4	Bande passante et résolution en temps	5
II	Le câble coaxial	
.1	Propriétés générales	7
.2	Paramètres influant sur la constante de propagation	9
.3	Mesure des caractéristiques d'un câble en domaine de temps	11
III	La mémoire circulatrice analogique : application à un analyseur d'événements uniques	
.1	Données du problème et motivations	13
.2	Circuit équivalent de transistor valable jusqu'aux environs de la fréquence de transition	14
.3	L'amplificateur de régénération	29
.4	Système d'échantillonnage	36
.5	Les possibilités offertes par l'analyseur d'événements uniques	46
IV	Application d'une mémoire digitale: éléments d'un multiplieur numérique ultra-rapide	
.1	Performance maximale d'une mémoire digitale sans adressage	51
.2	Principe d'un multiplieur numérique complètement séquentiel à 64 bits	56
.3	Description et performances d'une mémoire dynamique de 64 bits avec adressage	57
.4	Additionneur complet séquentiel et logique à seuil	63
.5	Registre additionneur accumulateur fonctionnant jusqu'à 280 MHz	68

V.	Conclusion	71
Appendice A	Note sur les instruments de mesure employés	73
B	Logique à seuil	75
Références		81

CHAPITRE I INTRODUCTION

I.1 LA CONSERVATION DE L'INFORMATION

Par "information", il faut entendre :

"Elément ou système pouvant être transmis par un signal ou une combinaison de signaux" (Petit Robert, ed. 1967, p906)

Dans ce travail, nous envisageons l'information sous forme de signaux électromagnétiques. Nous parlerons d'information analogique pour des signaux électriques pouvant prendre une infinité de valeurs à l'intérieur de certaines limites et varier continûment de l'une à l'autre en fonction du temps. L'information digitale est caractérisée, elle, par des signaux électriques limités à certaines valeurs discrètes fixées arbitrairement, toutes les valeurs intermédiaires prises pendant les transitions étant sans signification.

Or, pour pouvoir être transmise, l'information doit être mémorisée, la transmission n'étant que le passage d'un élément-mémoire à un autre. Nos efforts visent précisément à montrer l'efficacité d'un moyen de conservation de l'information, ce moyen étant le câble coaxial.

§ 1.2 CABLES ET MEMOIRES

A partir d'un système de deux conducteurs séparés par un isolant et construit selon une structure coaxiale, on peut envisager deux types de mémoires:

- a) mémoire statique
- b) mémoire dynamique

Le résumé des propriétés fondamentales des câbles coaxiaux faisant l'objet du chapitre 2, nous voulons définir ici l'emploi particulier que nous ferons de certains termes

1.2.1 Mémoire statique

Sous le nom de mémoire statique, nous classons tous les dispositifs dans lesquels le câble est utilisé en régime stationnaire, de sorte que tous les phénomènes liés à la propagation sont négligés. De tels dispositifs sont effectivement concevables pour mémoriser un courant, une tension, ou même une onde électromagnétique stationnaire, mais, comme nous le verrons par la suite, ils peuvent être considérés comme un cas particulier de la mémoire dynamique, à la limite de sa résolution en temps.

1.2.2 Mémoire dynamique

Par opposition à la mémoire statique, nous nommons mémoire dynamique tout dispositif à câble coaxial qui tient compte des phénomènes de propagation et les exploite pour l'enregistrement de signaux électriques variant en fonction du temps.

Une mémoire dynamique se compose alors d'un élément passif de stockage, le câble, et d'un élément actif, destiné d'une

part à compenser les pertes ohmiques et diélectriques, et d'autre part à permettre l'inscription et la lecture du contenu de la mémoire.

L'intérêt essentiel du câble coaxial comme support d'information est la largeur de sa bande passante en mode TEM; en effet, ce mode de conduction électromagnétique étant le seul à ne pas présenter de dispersion, il est extrêmement commode de l'utiliser pour éviter des contraintes sur le déphasage dans le circuit de régénération.

I.3 CONFIGURATIONS DE MEMOIRES DYNAMIQUES

Les configurations de mémoires dynamiques proposées jusqu'ici se classent en deux groupes: (Fig. I.1), (ref.1)

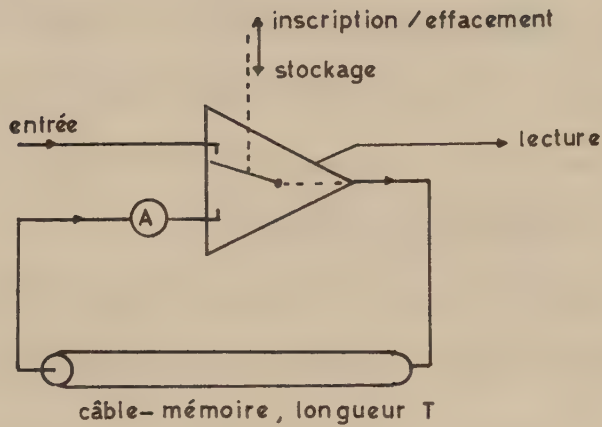
Dans le premier(I), un câble de longueur T est bouclé sur lui-même par l'intermédiaire d'un circuit de régénération. Tout signal injecté dans le câble est absorbé par une terminaison située à l'autre extrémité et composée du circuit d'entrée du régénérateur ainsi que d'éléments passifs ajustés pour obtenir un TOS* (ou VSWR) nul.

(II)

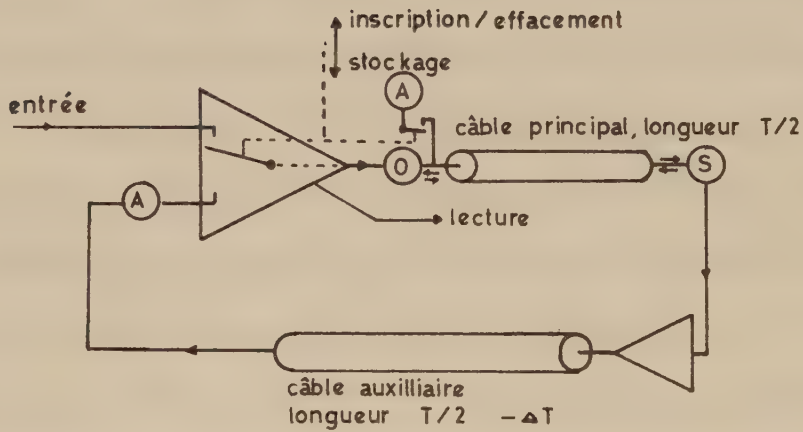
Dans le second, le câble-mémoire de longueur $T/2$ est terminé de manière à créer des réflexions d'amplitude maximale, les "circuits ouverts" et les "court-circuits" nécessaires à cette fin pouvant être des éléments actifs permettant l'injection et la lecture d'un contenu de la mémoire. Dans ce cas, comme la production de réflexions à un endroit donné est un phénomène purement électromagnétique et instantané, la régénération des pertes nécessite un câble-mémoire auxiliaire de longueur $(T/2 - \Delta t)$ (si Δt représente le temps de transit du signal dans l'amplificateur de régénération) permettant d'introduire les corrections dans le câble principal lors du cycle suivant.

En comparant les deux types de configurations, on voit que, dans la mémoire (I), les grandeurs critiques sont au nombre de deux d'une part, la terminaison du câble, d'autre part la contre-réaction de

* Taux d'Onde Stationnaire



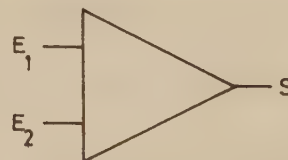
I



II

terminaisons :

- (A) absorbante
- (S) basse impédance ("short")
- (O) haute impédance ("open")



amplificateur, avec ou sans
commutateur électronique;
entrées haute impédance.

Fig. I.1 Définition des types de mémoires à câbles coaxiaux

l'amplificateur destiné à la compensation des pertes.

Si la mémoire de type II apparaît théoriquement plus rationnelle, puisque seules les corrections sont traitées par le régénérateur, le nombre de points critiques qu'elle comporte est supérieur à celui du cas précédent. En effet, l'exploitation des réflexions dans le câble principal nécessite des terminaisons non adaptées, mais ohmiques; de plus, le câble auxiliaire doit posséder une terminaison absorbante à une extrémité, et sa longueur doit pouvoir être ajustée avec une grande précision par rapport à celle du câble principal. Enfin, la bande passante de l'amplificateur de compensation, moins critique que dans le cas précédent, doit toutefois être étudiée avec soin.

1.4 Bande passante et résolution en temps d'une mémoire dynamique

Dans (1) D. Maeder donne une évaluation théorique de la bande passante de différents types de mémoires dynamiques; les chiffres obtenus voisinent 600 MHz.

Comme, à ces fréquences, l'ajustage des différents points critiques devient très délicat, la supériorité théorique des mémoires de type II est difficilement réalisable sans faire appel à des technologies intégrées. C'est la raison pour laquelle nous commençons notre étude par les mémoires du type I; ceci nous permettra d'une part de déterminer un circuit équivalent du transistor fonctionnant près de son f_t . D'autre part, nous établirons une méthode expérimentale précise pour le calcul des terminaisons en tenant compte du montage réel du circuit. Les éléments ainsi déduits pourraient alors s'appliquer à la réalisation d'une mémoire exploitant les réflexions.

Les références (2) et (3) permettent de comparer les performances de deux prototypes de mémoires dynamiques analogiques à circulation et à réflexion.

Ainsi qu'on le remarque par la comparaison de leurs possibilités, la mémoire statique et la mémoire dynamique n'ont qu'une parenté de principe. La mémoire dynamique, permettant d'enregistrer l'évolution temporelle d'une grandeur électrique, introduit une seconde dimension qui ne disparaît qu'à la limite de sa résolution en temps, de l'ordre de 1 ns. dans les exemples que nous traiterons par la suite. On se rend alors compte que la mémoire dynamique présente avant tout un avantage économique, puisqu'elle ne nécessite qu'un seul circuit d'entrée-sortie pour une quantité presque illimitée d'informations. De plus, elle est un moyen simple de conserver le déroulement temporel d'un phénomène électrique rapide.

Des inconvénients non négligeables limitent toutefois son emploi à des applications particulières; notons tout d'abord pour les applications digitales le temps d'accès aléatoire à une adresse quelconque, qui prend en moyenne $T/2$ si T est la période de la mémoire. Un autre point important est le fait que les parasites qui atteignent le circuit électronique de régénération sont enregistrés et accumulés, puisque ce circuit traite en permanence tout le contenu de la mémoire.

CHAPITRE II LE CABLE COAXIAL *)

II.1 PROPRIETES GENERALES

La propagation des signaux à l'intérieur d'un câble coaxial est régie par les équations de Maxwell, avec les conditions aux limites adéquates qui tiennent compte de la symétrie cylindrique. Les solutions, en nombre infini, sont généralement classées en trois catégories, selon que le champ magnétique ou électrique possède une composante non nulle dans le sens de la propagation.

a) Mode transversal électromagnétique (TEM)

C'est le mode dans lequel la composante de E et de H le long de la direction de propagation est nulle; il ne présente pas de dispersion pour des conducteurs et un diélectrique parfaits, c'est à dire que la vitesse de phase est constamment égale à la vitesse de groupe, et qu'il n'y a pas de fréquence de coupure inférieure. Il est de ce fait le plus simple à exploiter, et, en ce qui concerne l'application que nous allons faire des câbles coaxiaux à des dispositifs de mémoire, le seul souhaité.

*) La matière de ce chapitre, qui est tout à fait classique en ce qui concerne la théorie, a été extraite d'un travail de diplôme effectué dans nos laboratoires par A. Schindler.

Si l'on suppose pour un signal une dépendance en temps de la forme $\exp(i.\omega.t)$, alors la dépendance des champs en fonction de la distance le long de la direction de propagation est de la forme $\exp(\pm \gamma.z)$, où la constante de propagation s'écrit:

$$\gamma = \alpha + i.\beta$$

$$\gamma = \sqrt{(R + i.\omega.L)(G + i.\omega.C)}$$

La tension le long de la ligne est donnée par :

$$V = A.e^{-\gamma z} + B.e^{+\gamma z}$$

et le courant :

$$I = V / Z_0$$

avec :

$$Z_0 = \sqrt{(R + i.\omega.L)/(G + i.\omega.C)}$$

où R,G,L,C sont respectivement les résistance , conductance, inductivité et capacité par unité de longueur.

b) Mode transversal électrique et transversal magnétique (TM et TE)

Ces deux modes, dont la constante de propagation est déterminée par une équation aux valeurs propres, ont une fréquence de coupure inférieure qui dépend des conditions aux limites, de fait inversement proportionnelle aux dimensions linéaires du câble. Dans les applications traitées ici, l'apparition de ces modes est particulièrement gênante du fait de la dispersion qu'elle introduit.

II.2 PARAMETRES INFLUANT SUR LA CONSTANCE DE PROPAGATION

Parmi les paramètres dont dépend la constante de propagation, L et C sont calculés à partir des dimensions du câble:

$$L = \frac{\mu}{2.\pi} \ln \left(\frac{r_1}{r_2} \right)$$

$$C = \frac{2.\pi.\epsilon}{\ln \left(\frac{r_1}{r_2} \right)}$$

avec: r_1 = diamètre interne du conducteur extérieur

r_2 = diamètre externe du conducteur intérieur

ϵ, μ constante diélectrique et perméabilité magnétique absolues.

R, résistance en série dans le câble, est déterminé par la résistivité du matériau employé pour les conducteurs, ainsi que par la profondeur de pénétration δ due à l'effet pelliculaire qui s'écrit :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega.\mu.\sigma}} \quad \text{si} \quad \delta \ll r_2$$

ω = fréquence circulaire σ = conductivité

Ici intervient une première difficulté: les câbles coaxiaux usuels étant souvent formés d'un métal support plaqué d'un autre métal destiné à améliorer la conductance, la forme de la transition entre la valeur de la résistance série en régime "basse fréquence" ($\delta \sim r_2$) et en régime "haute fréquence" n'est pas aisée à calculer, d'autant plus que les épaisseurs plaquées ne peuvent être garanties constantes.

G, conductance du diélectrique, qui est généralement considérée comme nulle, n'est en fait pas toujours négligeable, ainsi que

G. V. Glebovich et O.V.Zhukov (23) l'ont montré par des calculs numériques. Ceci apparaît d'ailleurs bien dans les mesures du § II.3

Ces considérations font que, même en mode TEM, la propagation dans un câble coaxial n'obéit pas à des lois très simples, que les pertes ne sont pas négligeables et dépendantes de la fréquence (par exemple: Cu, profondeur de pénétration = $2 \cdot 10^{-6}$ m. à 1 GHz.).

Pour la compensation de ces pertes, deux voies se présentent:

- a) Compensation directe par un choix judicieux du type de câble (Une bonne conductivité des conducteurs limite les dégats causés par l'effet de peau, de même qu'un grand diamètre, mais cette dernière caractéristique favorise la présence des modes TM et TE à des fréquences relativement basses, surtout en présence de diélectriques inhomogènes. (21, 22)).
- b) La compensation électronique des pertes est possible dans la mesure où les composants le permettent; cette méthode fait l'objet des références 4 et 21, ainsi que d'une partie du chapitre III de ce travail.

De (21), on peut tirer les conclusions suivantes:

A température ambiante, un câble coaxial de quelques cm. de diamètre et dont les conducteurs sont argentés offrent la meilleure bande passante. A basse température, ces qualités s'améliorent notablement, pour le Cu par exemple, et les pertes minimales peuvent actuellement être obtenues à l'aide de coaxiaux supraconducteurs dont le conducteur central est de niobium, et la gaine extérieure

du même métal, ou éventuellement de plomb. Selon(24), Les pertes dans des câbles de ce type et de plusieurs microsecondes de longueur sont à peine perceptibles par les instruments disponibles à cette époque (1966), dont le temps de montée était de 0,1 ns.

II.3 MESURE DES CARACTERISTIQUES D'UN CÂBLE EN DOMAINE DE TEMPS

A l'aide du système de mesures décrit dans l'appendice A et qui a été partiellement construit dans notre laboratoire, il nous est possible de connaître exactement les pertes dans un câble coaxial donné. C'est ce résultat que présente à titre d'exemple la fig. II.1, pour un câble RG 213/U de 100 ns. de longueur. On y a porté en effet le module de la fonction de transfert du câble, calculé par transformation de Fourier de la réponse en impulsion, en fonction de la fréquence.

On y constate que l'atténuation croît selon une puissance de f légèrement supérieure à $1/2$, c'est-à-dire qu'à l'effet de peau se superposent d'autres effets, notamment celui de proximité (influence du courant dans un conducteur sur la résistance de l'autre), ainsi qu'une perte éventuelle provenant du tressage et de l'état de surface des conducteurs. (25, p.180)

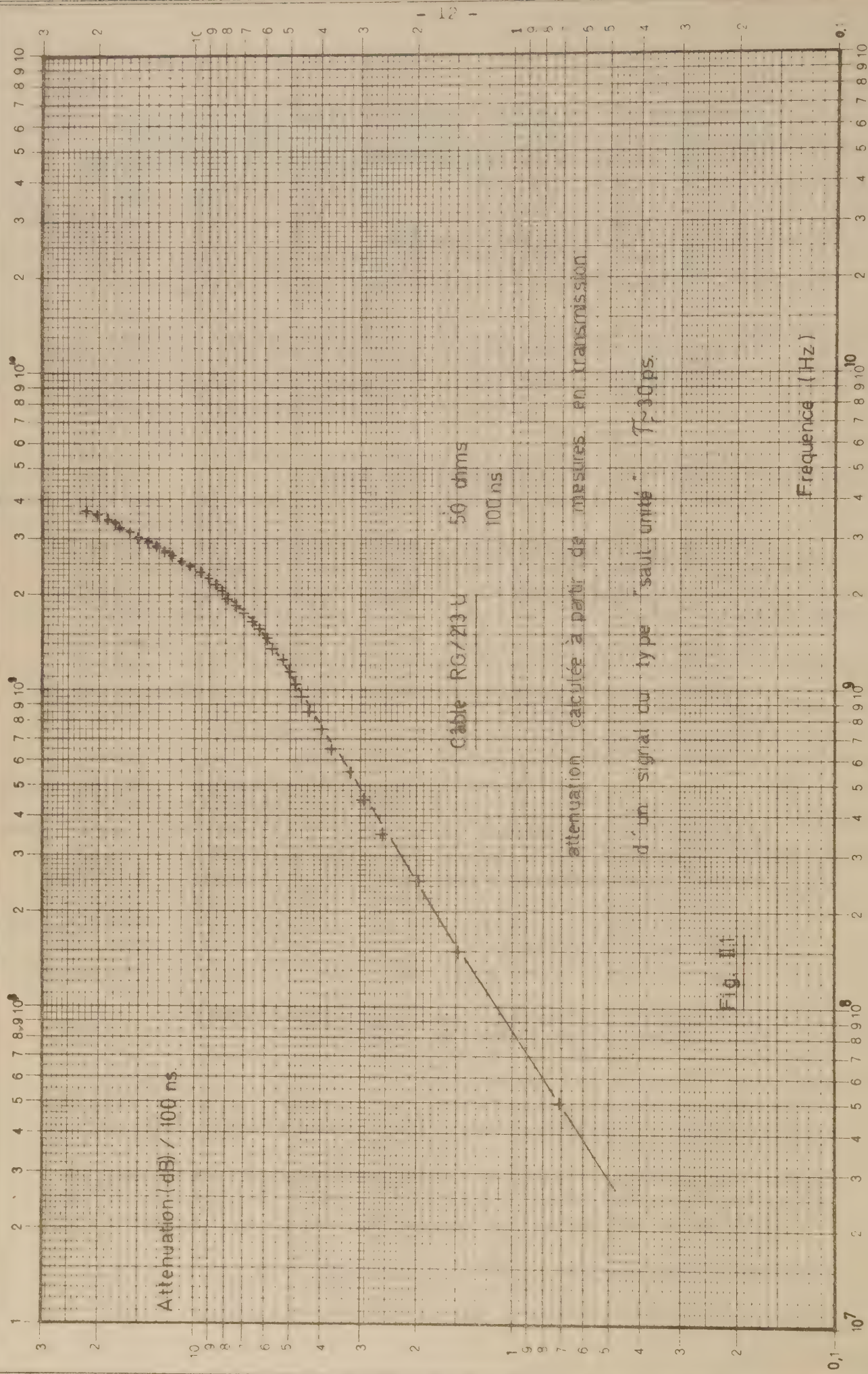


Fig. 11

CHAPITRE III LA MEMOIRE CIRCULATRICE ANALOGIQUE: APPLICATION A UN ANALYSEUR D'EVENEMENTS UNIQUES

§III.1 DONNEES DU PROBLEME ET MOTIVATIONS

Le principe de la mémoire circulaire analogique implique qu'à une bande passante finie pour l'ensemble câble + amplificateur correspond un temps de montée non nul. Il s'ensuit une dégradation continue du signal mémorisé qui limite l'application de ce dispositif à des temps de stockage relativement courts.

Nous sommes partis des ordres de grandeur suivants:

- a) longueur électrique du câble-mémoire: 100 ns.
- b) temps de montée escompté pour l'ensemble câble + amplificateur: < 1 ns.
- c) durée de stockage: quelques μ s.

L'analyseur d'événement unique que nous avons construit est un appareil qui applique à la mesure d'impulsions uniques ultra-rapides la technique d'échantillonnage maintenant conventionnelle pour les signaux répétitifs; son élément central est une mémoire circulaire qui rend répétitif l'événement unique enregistré, tandis que des circuits annexes synchronisent et effectuent l'échantillonnage. Il reproduit l'image du signal original sur l'écran d'un oscilloscope conventionnel à partir de la mesure d'une centaine de points, faite à raison de 40 par μ s.

La présence d'un amplificateur à très large bande dans la mémoire circulaire nous a obligé à revoir le circuit équivalent de Giacoletto (12), sur la base de mesures en réflectométrie, pour décrire le fonctionnement des transistors jusqu'aux alentours de la

fréquence de transition f_t . Cette étude fait l'objet du début de ce chapitre.

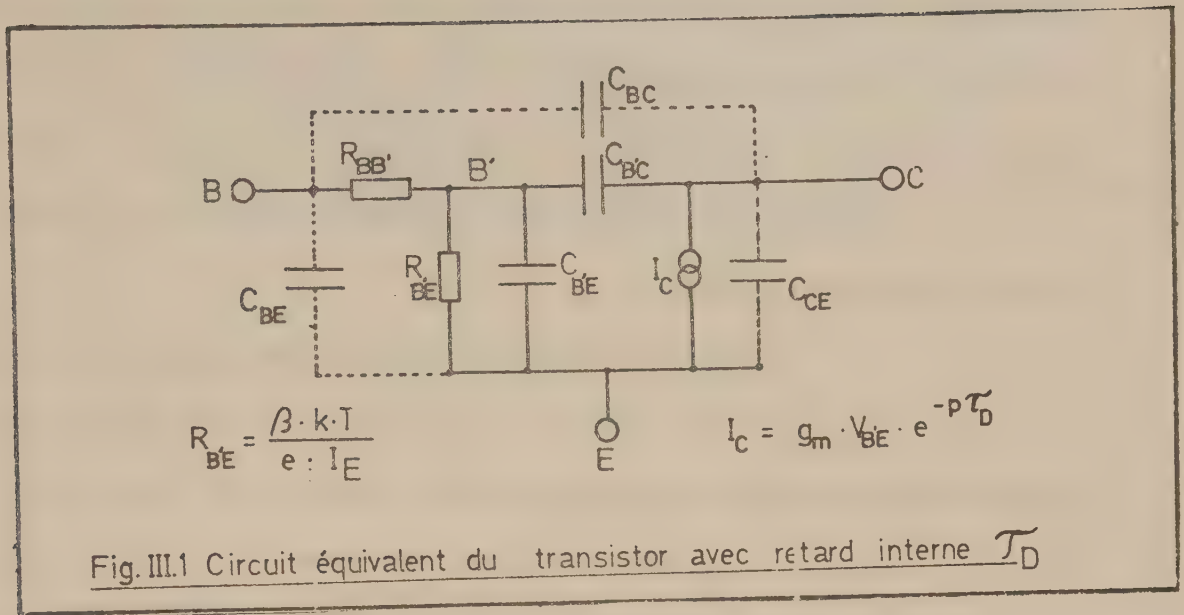
Nous poursuivrons par la description des performances obtenues par différentes configurations d'amplificateurs à très large bande, tant à tubes qu'à transistors. Le § 4 décrit quelques points particulièrement importants des circuits d'échantillonnage réalisés, et nous terminerons par l'analyse des performances du système qui a été construit, et de ses limitations.

§III.2 CIRCUIT EQUIVALENT DE TRANSISTOR VALABLE JUSQU'AUX ALENTOURS DE LA FREQUENCE DE TRANSITION F_t

Le calcul d'un amplificateur à large bande avec un gain légèrement supérieur à l'unité nécessite un modèle reproduisant correctement le fonctionnement des éléments actifs jusqu'à leur fréquence de coupure, et même au-dessus, dans le cas d'un couplage additif entre les étages. En ce qui concerne les tubes, leur étude théorique aux très hautes fréquences a été faite par Llewelyn (13), et le modèle obtenu, qui tient compte du temps de transit des électrons, est tout à fait satisfaisant. Certaines difficultés subsistent quant à l'emploi de ces éléments, dont la géométrie et les dimensions se prêtent mal à des montages où toutes les impédances sont correctement adaptées.

Pour les transistors, le circuit équivalent de Giacoletto, le plus couramment utilisé, ne tient pas compte des temps de transit. Pour y remédier, nous lui avons adjoint un retard τ_D dans l'expression de la réponse du générateur de courant, ce qui nous amène à la configu-

ration suivantes:



Les valeurs de tous les éléments de ce circuit sont à mesurer en tenant compte des non-linéarités, permettant au modèle d'être applicable à tous les types de signaux.

Nous avons divisé les mesures en deux parties: la première est faite en domaine de temps, tant par transmission que par réflexion d'impulsions du type "saut unité". La seconde consiste à chercher les conditions d'instabilité du transistor, soit seul, soit avec un couplage externe collecteur-base.

Dans les deux cas, l'analyse des résultats est facilitée par l'emploi d'un simulateur analogique de transistor (11), qui est un dispositif reproduisant le circuit équivalent ci-dessus, y-compris le retard, dans une gamme de fréquences inférieures à la gamme réelle. A cet effet, toutes les capacités, les self-inductions éventuelles et le retard sont multipliés par un certain facteur, 10^3 lors de nos essais, qui correspond à l'abaissement de la gamme de fréquences que l'on

souhaite. Ce simulateur permet avant tout de mettre qualitativement en évidence l'effet de chacun des éléments du circuit équivalent par comparaison avec la réponse d'un transistor réel. De plus, il offre la possibilité de vérifier les conditions d'auto-oscillation du transistor avec et sans couplage externe.

Ses limitations essentielles résident dans la reproduction des non-linéarités; en effet, si celles des composants ohmiques peuvent être aisément reproduites par l'insertion du transistor à simuler dans le circuit, celles des capacités sont difficiles à réaliser exactement pour une dilatation en temps intéressante, en particulier $C_{B'E}$ qui doit varier proportionnellement à I_E , ainsi qu'on le verra par la suite.

III.2.1 Mesure des éléments du circuit équivalent d'un transistor 2N4261

III.2.1.1 Mesures en domaine de temps

Les valeurs à déterminer, fonctions de V_{CB} ou de I_E sont les suivantes:

$$\begin{aligned} R_{BB}(I_E) \\ R_{B'E}(I_E) &= \beta \frac{k \cdot T}{e \cdot I_E} \\ C_{B'E}(I_E) \\ C_{B'C}(V_{CB}) \\ \tau_D(I_E?, V_{CB}?) \end{aligned}$$

Les mesures sur le simulateur comparées à celles en domaine de temps sur le transistor nous ont conduit à négliger, en première approximation, les inductivités et capacités parasites des fils.

R_{BB} , se détermine en montage émetteur commun par réflexion sur B pour $t=0$

$R_{B'E}$ dépend de β , T , I_E ; si ce dernier paramètre est facilement mesu-

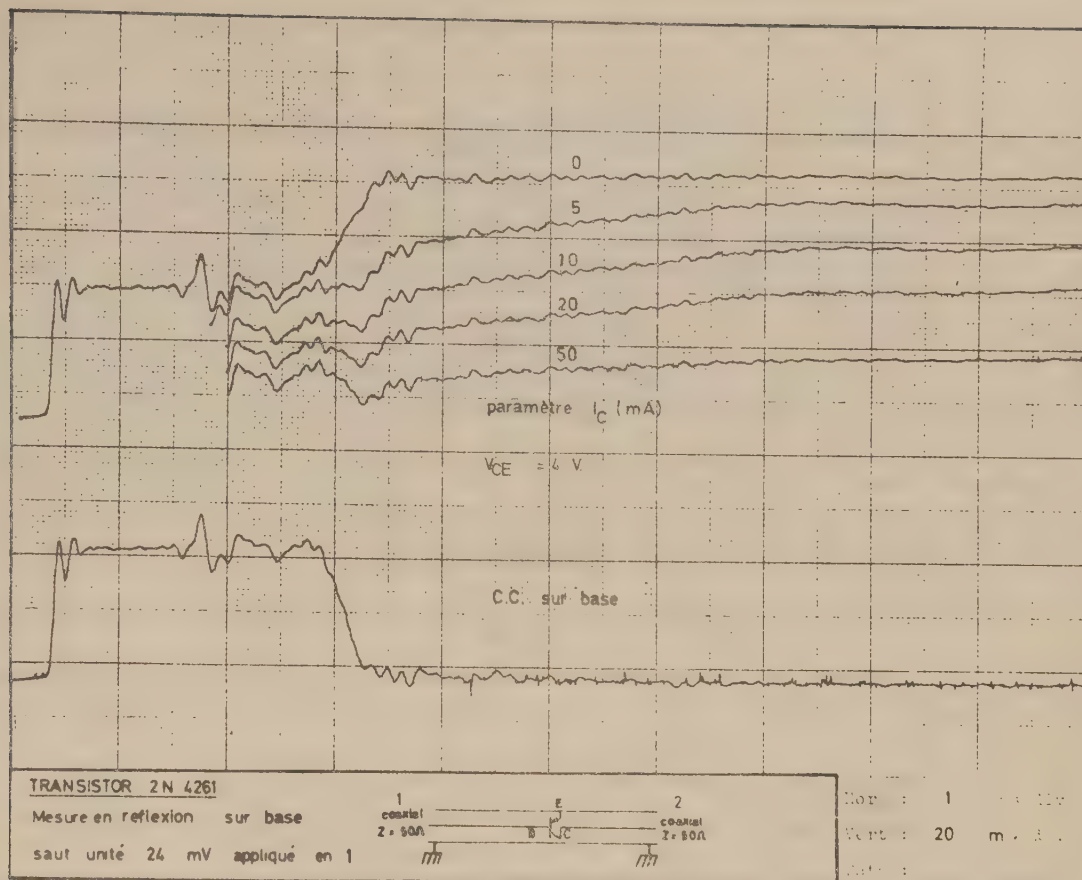


Fig. III. 2

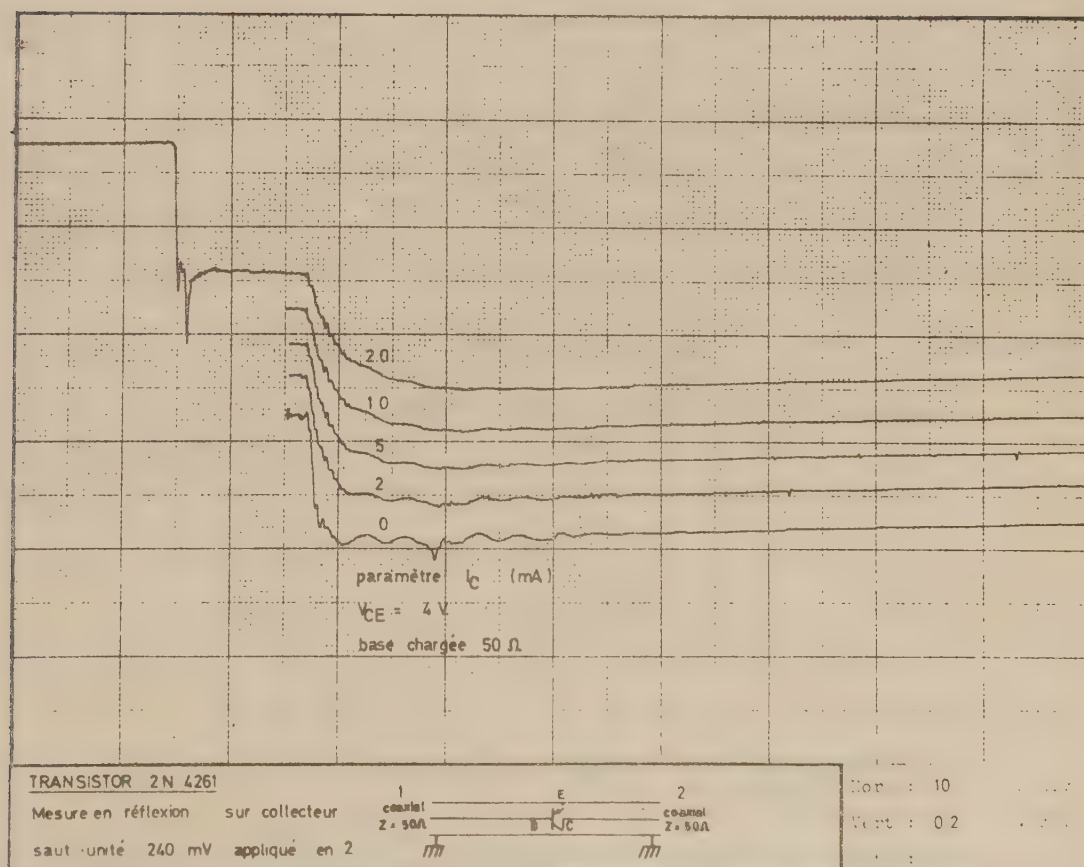


Fig. III. 3

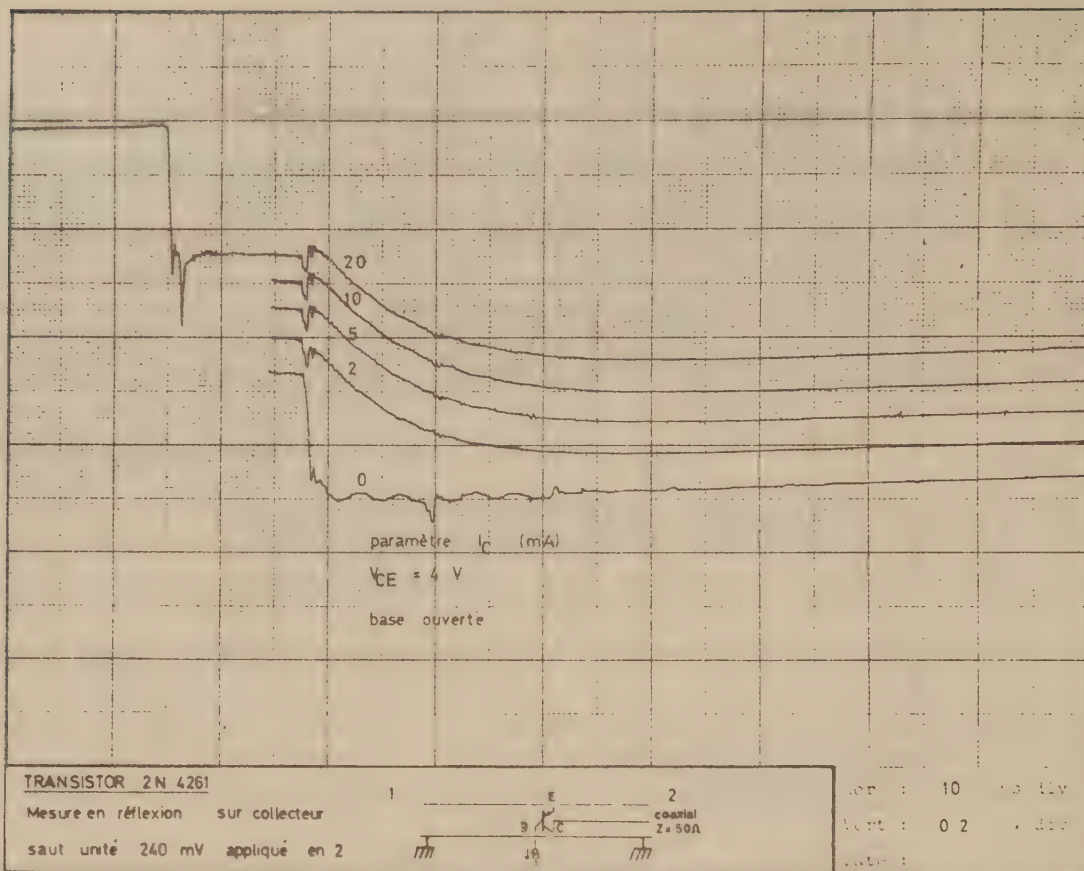


Fig. III. 4

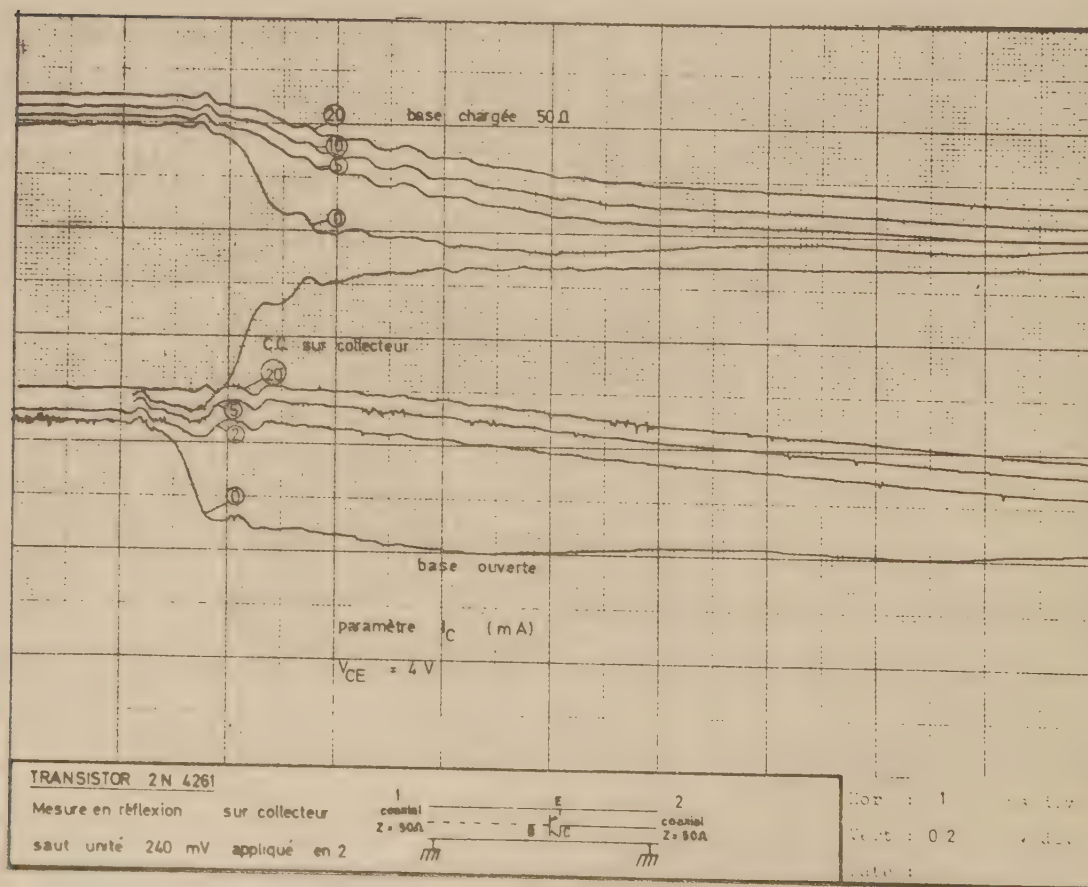


Fig. III. 5

nable, il n'en va pas de même pour T ; aux grandes valeurs de I_E , on pourra avantageusement tirer $R_{B'E}$ de la mesure de l'amplitude réfléchie sur B en montage émetteur commun, pour $t \rightarrow \infty$, qui fournit $R_{B'E} + R_{BB'}$. (fig. III.2,11,12)

$C_{B'C}$, $C_{B'E}$, T_D peuvent être mesurés par réflexion sur C en montage émetteur commun, et ceci soit en liant la base à une haute impédance, (fig. III.3 et 5) soit en la chargeant à basse impédance, ici 50 ohms (fig. III.4 et 5). Nous avons en effet la configuration suivante:

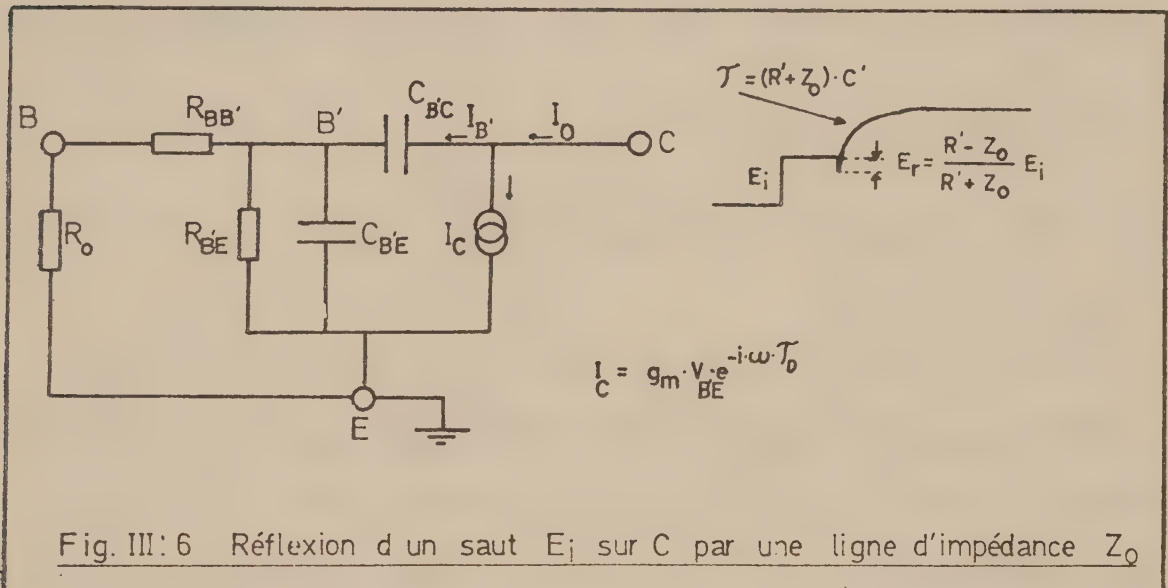


Fig. III.6 Réflexion d'un saut E_i sur C par une ligne d'impédance Z_0

Les mesures (fig. III.3 à 5) montrent la réflexion typique d'une impédance de la forme $Z' = R' + j\omega C'$, composée d'une résistance en série avec une capacité.

Avec les symboles de la fig III.6,

$$I_o = I_c + I_{B'}$$

$$I_c = g_m \cdot V_{B'E} \cdot e^{-i \cdot \omega \cdot T_D}$$

$$V_{B'E} = I_{B'} \cdot Z_{B'E}$$

$$\text{avec } \frac{1}{Z_{B'E}} = \frac{1}{R_{B'E}} + \frac{1}{R_{BB'} + R_o} + i \cdot \omega \cdot C_{B'E}$$

soit: a) $R_o \approx \infty$ si la base est liée à un générateur de courant

b) $R_o \approx 50$ ohms

$$I_0 = I_{B'} \cdot (1 + g_m \cdot e^{-i \cdot \omega \cdot \mathcal{T}_D} \cdot Z_{B'E})$$

en définissant $Z = Z_{B'E} + i \cdot \omega \cdot C_{B'C}$

$$\text{il s'ensuit: } Z = Z' \cdot (1 + g_m \cdot e^{-i \cdot \omega \cdot \mathcal{T}_D} \cdot Z_{B'E})$$

En introduisant la valeur expérimentale de Z' , on trouve une équation complexe dont la partie réelle et la partie imaginaire doivent être satisfaites indépendamment.

Pour la partie réelle, on a:

$$-\frac{R'}{R_{B'E}} + C_{B'E} \cdot \left(\frac{1}{C_{B'C}} - \frac{1}{C'} \right) - g_m \cdot R' \cdot \cos(\omega \mathcal{T}_D) + g_m \frac{\sin(\omega \mathcal{T}_D)}{\omega \cdot C'} + 1 = 0$$

qui devient, pour $\omega \mathcal{T}_D \ll 1$

$$-\frac{R'}{R_{B'E}} + C_{B'E} \left(\frac{1}{C_{B'C}} - \frac{1}{C'} \right) - g_m \cdot R' + \frac{g_m \cdot \mathcal{T}_D}{C'} + 1 = 0 \quad (1)$$

partie imaginaire:

$$-R' \cdot \omega \cdot C_{B'E} - \frac{1}{R_{B'E}} \left(\frac{1}{\omega C_{B'C}} - \frac{1}{\omega C'} \right) + g_m \frac{\cos(\omega \mathcal{T}_D)}{\omega C'} + g_m \cdot R' \cdot \sin(\omega \mathcal{T}_D) = 0$$

si $\omega \cdot \mathcal{T}_D \ll 1$

$$\omega^2 \cdot (R' \cdot C_{B'E} - g_m \cdot R' \cdot \mathcal{T}_D) = \frac{1}{C'} \left(\frac{1}{R_{B'E}} + g_m \right) - \frac{1}{C_{B'C} \cdot R_{B'C}} \quad (2)$$

C'est ici qu'intervient l'importance du retard $\mathcal{T}_D$;

en effet, la mesure de la réflexion sur C nous a donné une impédance Z' valable pour tout $\omega < \omega_{\max}$, où $\omega_{\max}$ est la limite de résolution de l'appareillage (ici de $\sim 10^{10}$ Hz.). Pour que le circuit équivalent se comporte comme le transistor mesuré, il est nécessaire que le coefficient de ω^2 soit nul, ce qui n'est pas possible avec $\mathcal{T}_D = 0$.

On déduit donc de 2)

$$\mathcal{T}_D = \frac{C_{B'E}}{g_m} \quad (3)$$

En remplaçant dans 1) et 2), il vient:

$$C_{B'C} = \frac{C'}{1 + g_m \cdot R_{B'E}}$$

$$C_{B'E} = \frac{C' \cdot (R' \cdot (g_m + 1/R_{B'E}) - 1)}{1 + g_m \cdot R_{B'E}}$$

$$\tau_D = \frac{C' \cdot (R' \cdot (g_m + 1/R_{B'E}) - 1)}{g_m (1 + g_m \cdot R_{B'E})}$$

avec les valeurs de R'

C'

$R_{B'E}$

$$g_m = \frac{\beta}{R_{B'E}}$$

provenant des mesures précédentes et β étant le gain en courant.

La condition $\omega \tau_D \ll 1$ restreint un peu le domaine d'application du circuit équivalent ainsi déterminé. Ce domaine pourrait encore être augmenté par l'introduction de nouveaux paramètres dans le circuit, placés de manière à pouvoir annuler les termes d'ordre supérieur du développement en série de $\sin \omega \tau_D$ et $\cos \omega \tau_D$.

Appliquées aux mesures des figures III.3 à 5, ces formules permettent de calculer $C_{B'C}$, $C_{B'E}$, et τ_D

a) (base ouverte)

$$C_{B'C} = 1,53 \pm 0,08 \text{ pF}$$

$$C_{B'E} = 0,68 + 2,140 \cdot I_E \text{ pF}$$

$$\tau_D = 65,7 \pm 2,3 \text{ ps.}$$

b) (base chargée par 50 ohms)

$$C_{B'C} = 1,16 \pm 0,1 \text{ pF}$$

$$C_{B'E} = (-0,8) + 2060 \cdot I_E \text{ pF}$$

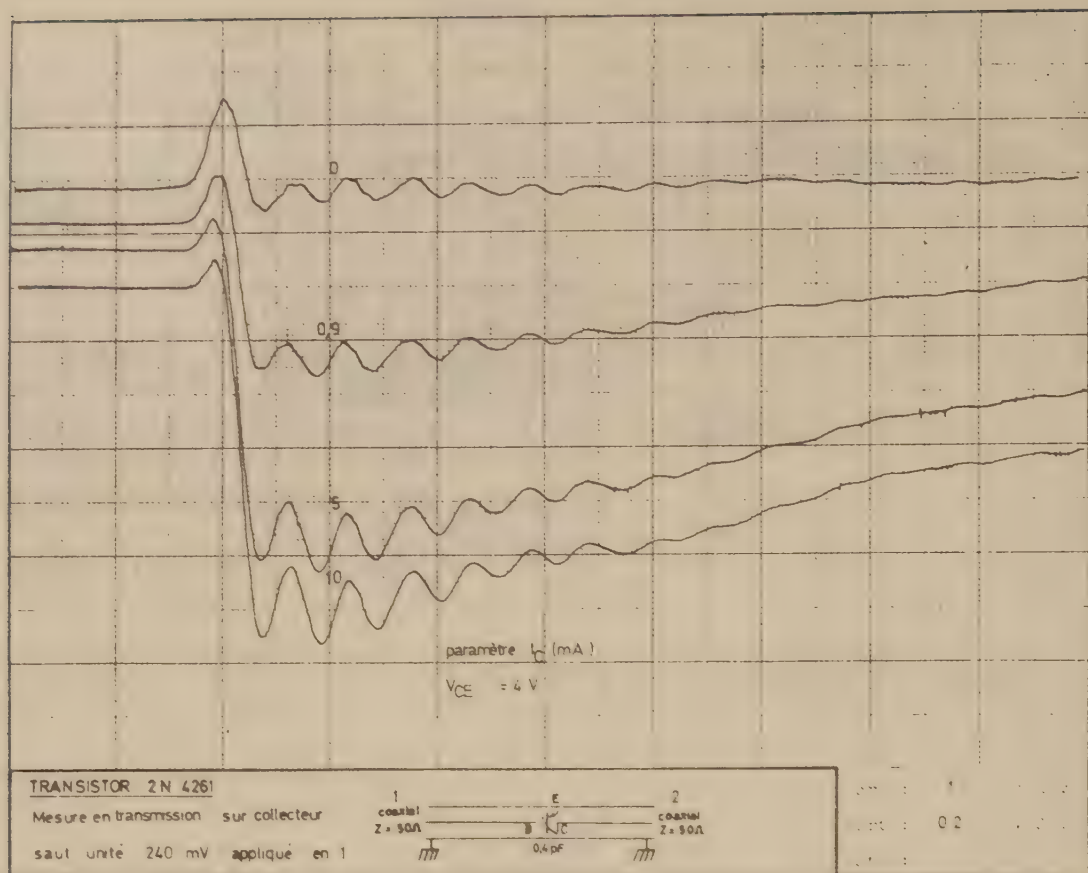


Fig. III. 7

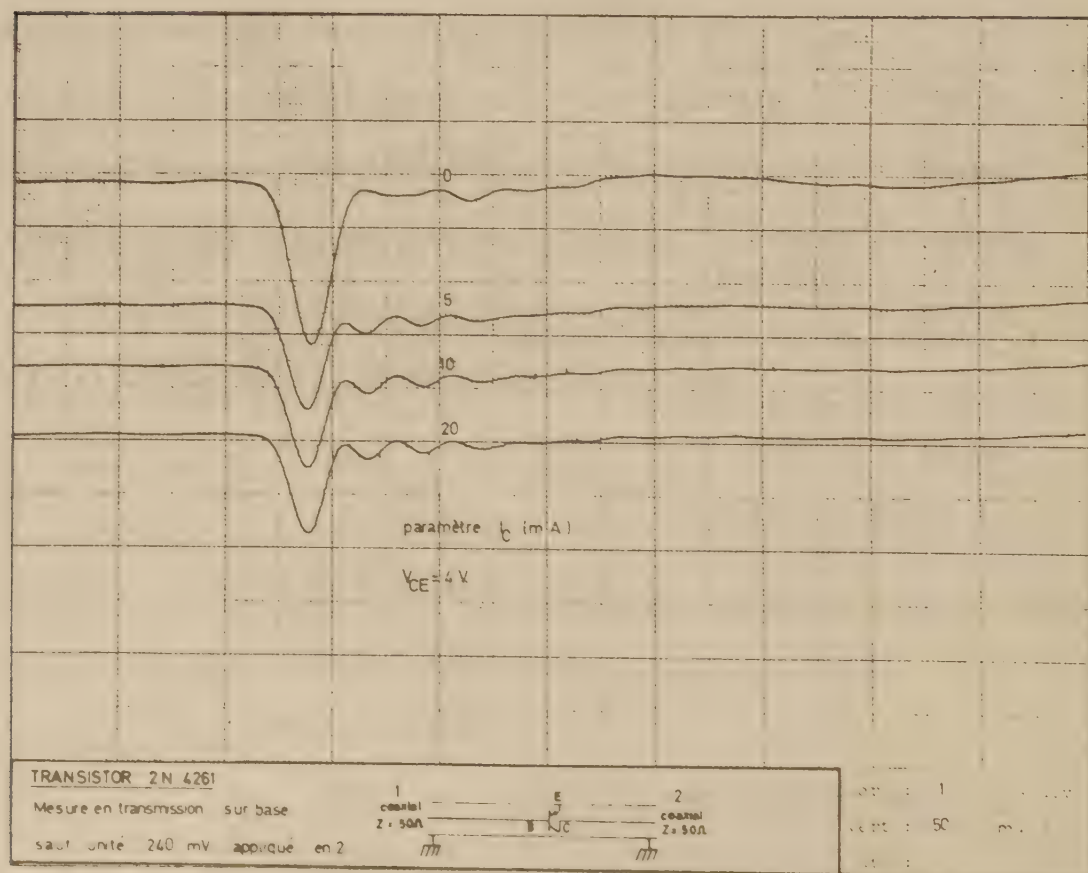


Fig. III. 8

$$\mathcal{T}_D = 54,2 \pm 2,6 \text{ ps.}$$

De la forme algébrique de $C_{B'E}(I_E)$, on peut encore calculer la valeur de la fréquence de transition:

Sachant que: $C_{B'E} = C_0 + e \cdot I_E / (k.T.\omega_t) \quad (8, \text{ p.235})$

il vient $f_t = \omega_t / 2\pi = 2,9 \cdot 10^9 \text{ Hz}$

qui correspond tout à fait à l'ordre de grandeur indiqué par le fabricant.

Pour ce qui concerne la différence systématique entre les résultats des mesures en base ouverte et celles en base chargée, nous la reportons sur l'effet de répartition de la résistance de base, que le modèle ne reproduit pas directement, et qui implique, pour la capacité $C_{B'C}$ par exemple:

$$C_{B'C} = C_0 + C_1$$

où C_0 est la capacité effective interne entre B' et C, tandis que C_1 est une capacité répartie le long de $R_{BB'}$, qui inclut même celle des fils B et C entre eux. Cette supposition se justifie d'autant plus que les mesures en transmission du collecteur vers la base, traitées ci-dessous, donnent des valeurs encore un peu plus élevées pour $C_{B'C}$.

Pour mesurer la dépendance de $C_{B'C}$ en V_{CE} , qui devrait être de la forme $\sqrt[3]{V_{CE}}$, nous partons des mesures fig. III.8 et 9.

Le spectre du signal transmis contenant des fréquences très élevées ne satisfaisant plus la condition $\omega \mathcal{T}_D \ll 1$, il faut s'attendre à certains écarts entre les résultats de ce calcul et ceux du calcul précédent. La fig. III.14 reproduit les paramètres dont nous avons tenu compte pour l'évaluation des valeurs portées au graphique III.15. Les valeurs de $R_{BB'}$ et $C_{B'E}$ sont celles qui proviennent des

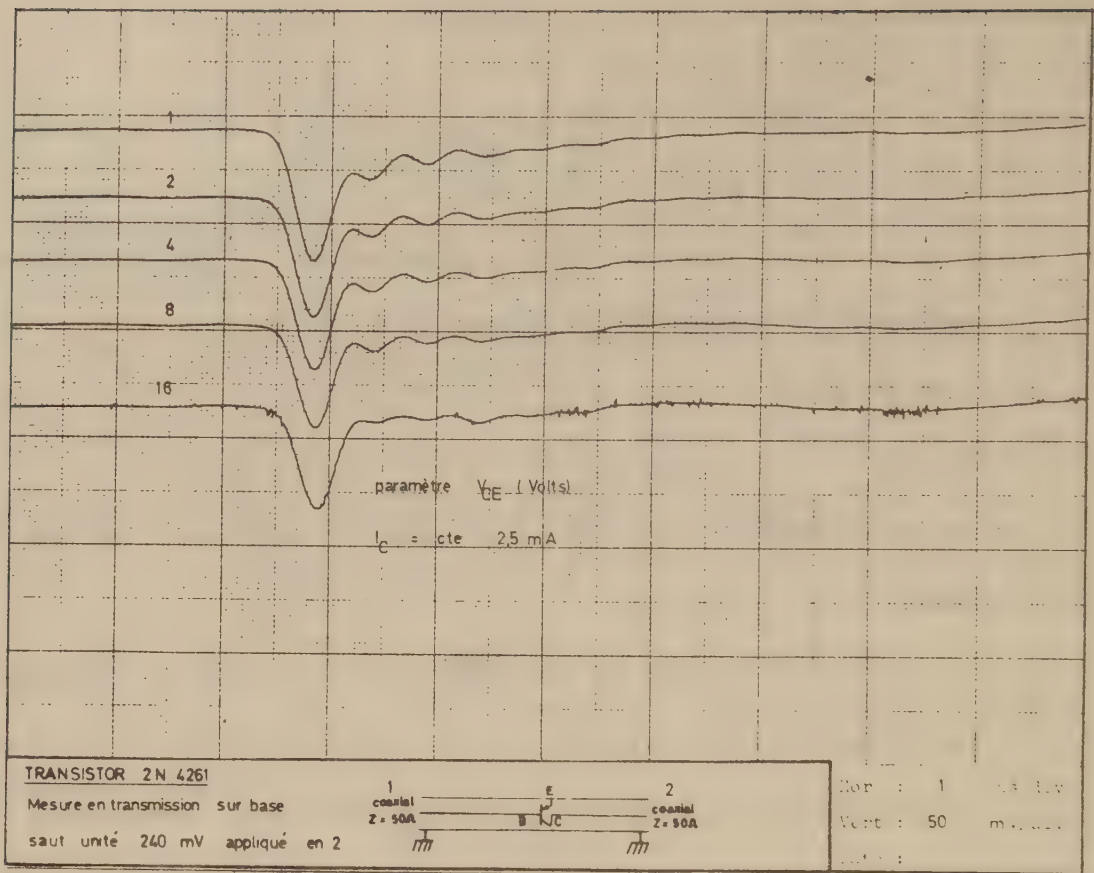


Fig. III. 9

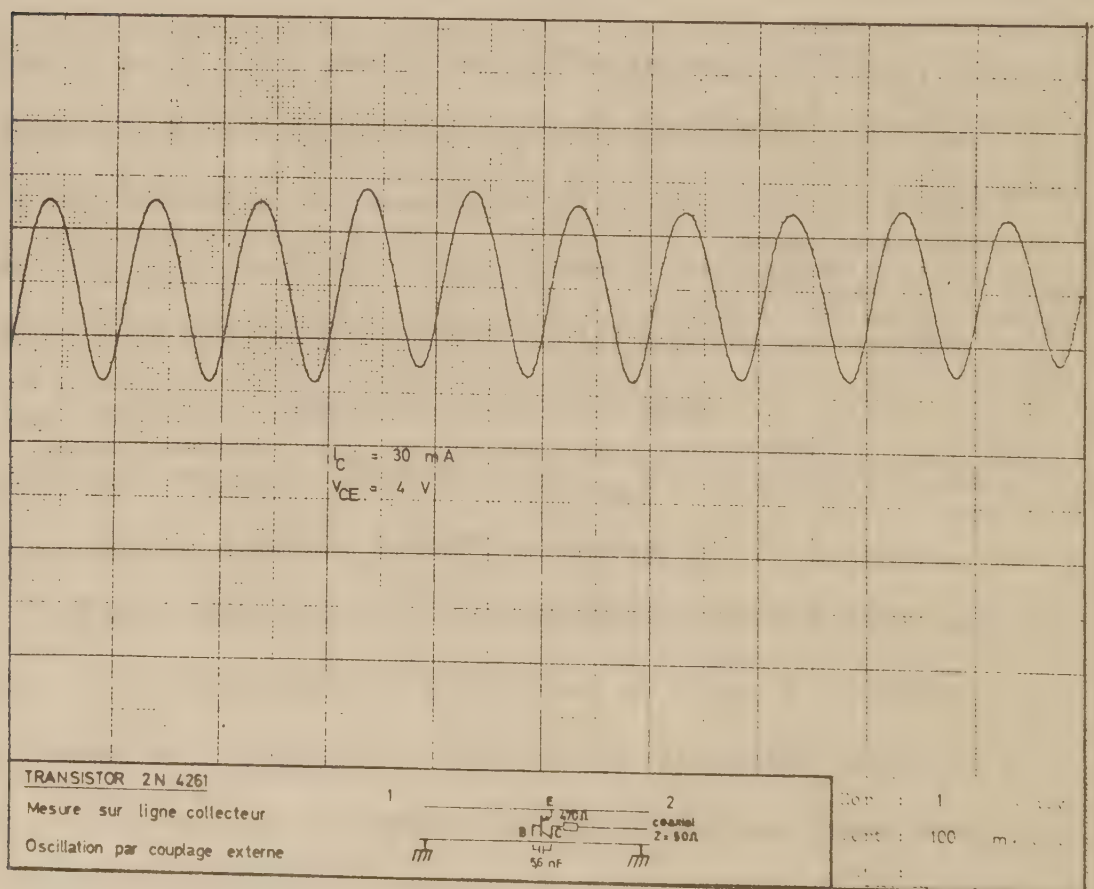
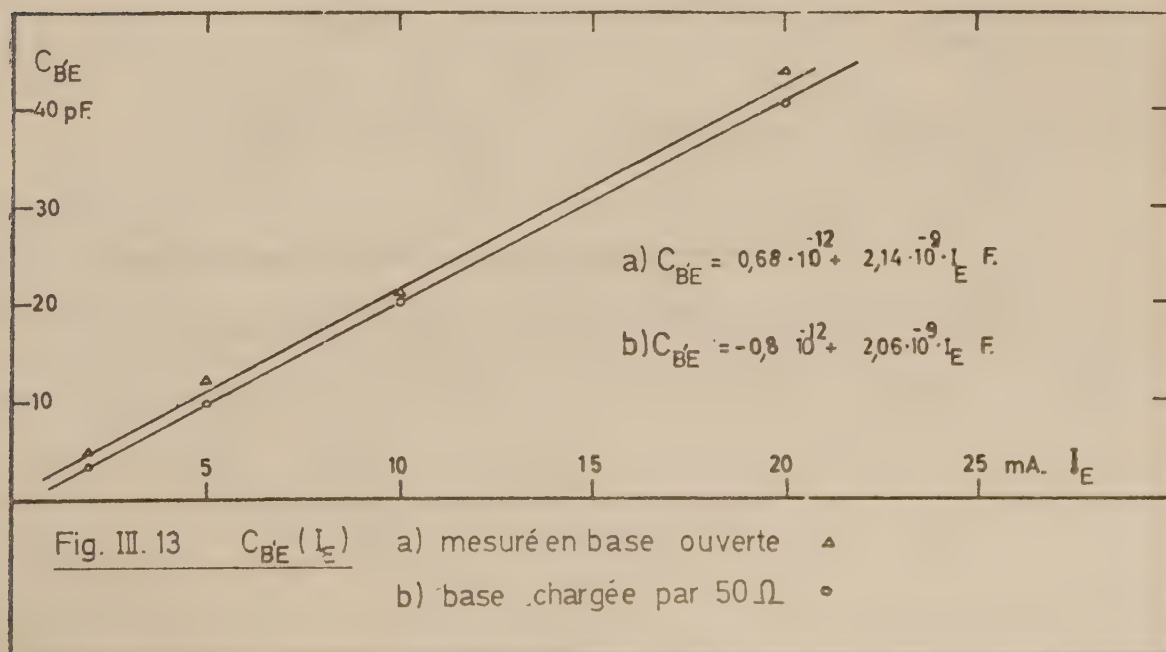
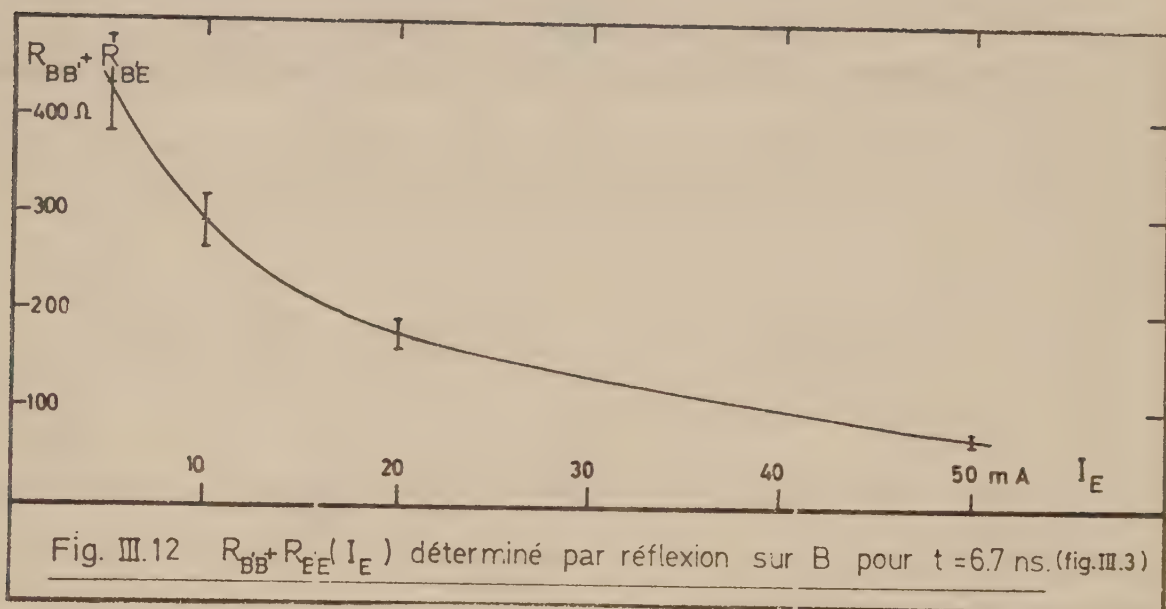
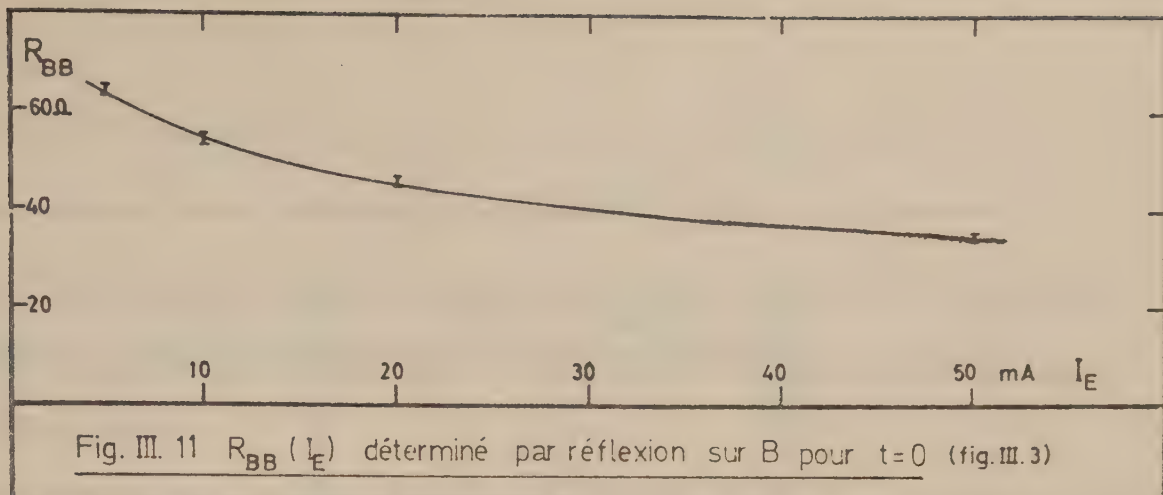


Fig. III. 10



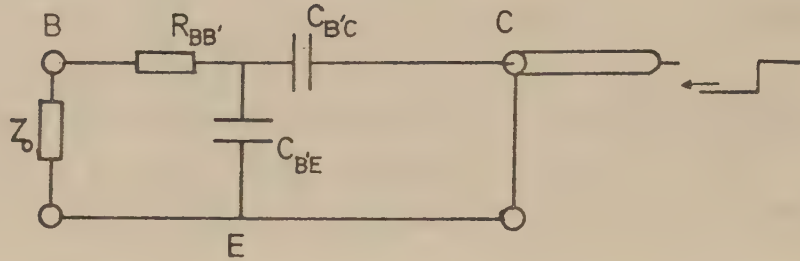


Fig. III 14 Circuit équivalent simplifié pour l'évaluation de $C_{BC}(V_{CE})$ à partir des mesures en transmission C→B à $I_E = 2,5$ mA. (fig.III.9)

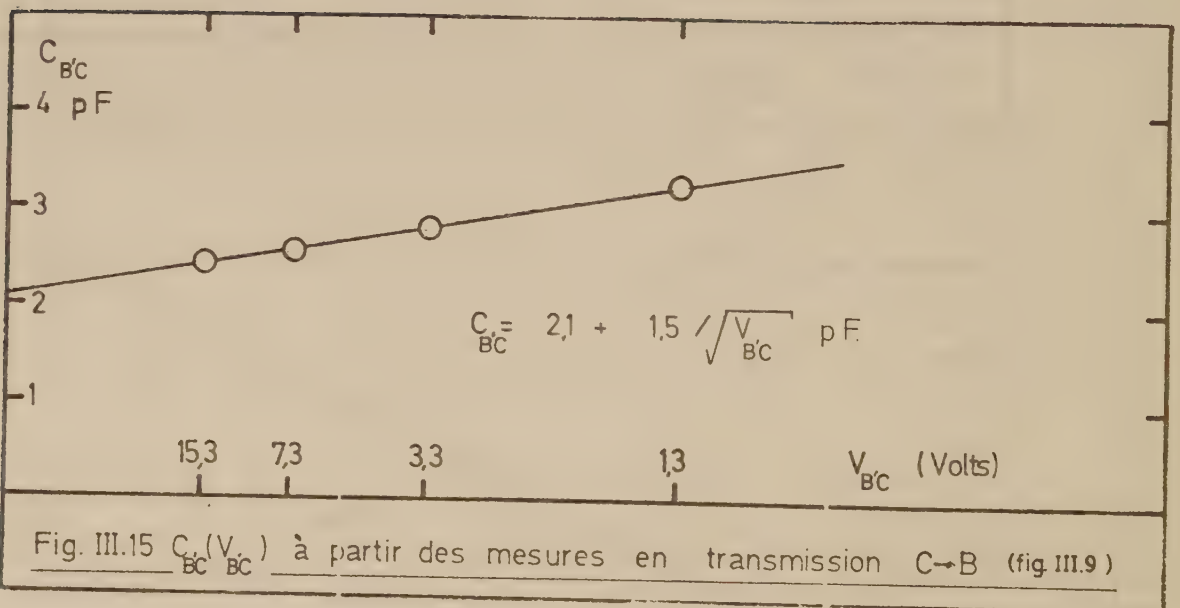


Fig. III.15 $C_{BC}(V_{BC})$ à partir des mesures en transmission C→B (fig.III.9)

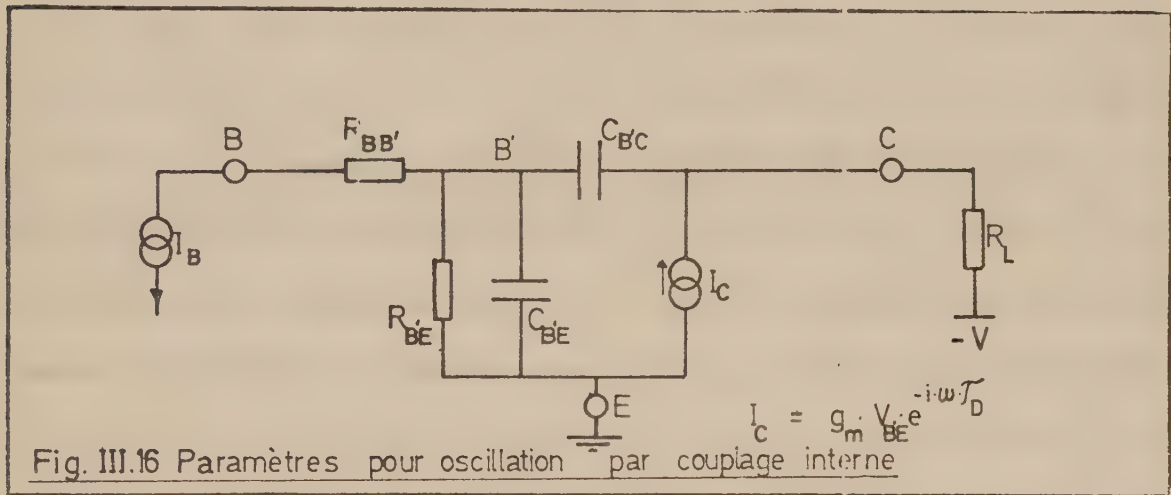
mesures en réflexion (fig. III.11 et 13). On obtient alors:

$$C_{B'C} = 2,1 + 1,5\sqrt{V_{CB}} \text{ pF.}$$

III.2.1.2 Vérification des valeurs trouvées par les mesures en domaine de temps à l'aide des conditions de stabilité du transistor en montage émetteur commun.

a) Oscillation par couplage interne

La condition nécessaire d'oscillation de ce circuit équivalent est que la tension V_f ramenée de C sur B' par $C_{B'C}$ soit supérieure ou égale à $V_{B'E}$ requise pour produire sur C un signal V_C donné, ce qui peut s'écrire, à l'aide des symboles de la fig. III.16



$$|g_m| \geq |Y|$$

avec
$$Y = \frac{1}{R_L} \left(\frac{C_{B'E}}{C_{B'C}} + 1 \right) + \frac{1}{R_{B'E}} - i \left(\frac{1}{\omega \cdot R_{B'E} \cdot R_L \cdot C_{B'C}} - \omega C_{B'E} \right)$$

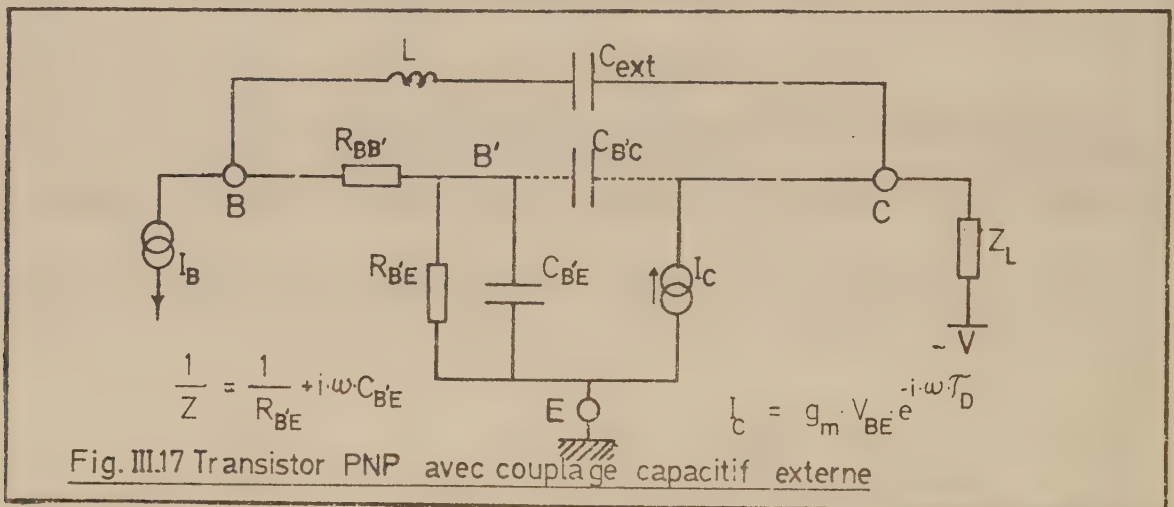
où seule la partie imaginaire de Y dépend de ω .

Ainsi que nous avons pu le vérifier par notre simulateur, lorsque cette condition est satisfaite, la fréquence d'oscillation est donnée par :

$$\omega = \frac{1}{\tau_D} (\pi + \text{phase}(Y))$$

En insérant dans ces formules les valeurs trouvées précédemment, on constate qu'il n'existe pas, pour le transistor 2 N 4261, de fréquence ω réelle qui satisfasse les conditions. L'expérience confirmant ce calcul, nous avons dû envisager un autre mode d'instabilité.

b) Oscillation par couplage externe.



La capacité C_{ext} peut être choisie suffisamment grande pour que le déphasage qu'elle introduit reste faible. Son inductivité parasite, sans effet si Z_L était ∞ , doit être limitée dans le cas où $1/Z_L$ n'est pas négligeable vis-à-vis de $1/(Z + R_{BB'})$.

Le pôle de l'équation de stabilité s'écrit de la manière suivante:

$$\text{Re} (1 - a(\omega).f(\omega)) = 0$$

avec $a(\omega) = -g_m (Z + R_{BB'} + i.\omega.L) . e^{-i.\omega.T_D}$ gain

$f(\omega) = Z / (Z + R_{BB'} + i.\omega.L)$ réaction

Il s'ensuit: $\text{Re} (1 + g_m . Z . e^{-i.\omega.T_D}) = 0$

qui est vérifié pour la plus basse valeur de ω définie par:

$$\omega.T_D = - \text{phase} (Z) + (\pi/2) + \text{atan}(\sqrt{(g_m.Z)^2 - 1})$$

Par la mesure de la fréquence de l'oscillation fig. III.10 il vient:

$$\tau_D = 67,4 \text{ ps.}$$

Cette valeur, très proche de celle trouvée par les mesures en réflexion sur le collecteur avec base ouverte, inclut les effets de répartition de la résistance de base. Rappelons qu'elle est obtenue en négligeant l'effet de $C_{B'C}$, et que, dans le cas considéré (fig. III.10), l'inductivité parasite du condensateur de couplage doit être inférieure à 20 nH.

Une propriété importante de ce circuit équivalent est la suivante: en montage émetteur commun, le signal apparaissant sur le collecteur est la somme d'un signal direct passant par $C_{B'C}$ et d'un signal inverse retardé provenant du générateur de courant. La conséquence de ce retard est une amplitude excessive du signal direct, qui peut être compensée soit par une augmentation de la capacité parasite C_{EC} (amplificateur distribué), soit par un couplage magnétique base-collecteur. Ceci est particulièrement nécessaire pour un amplificateur d'un gain proche de l'unité, car le signal direct n'est pas affecté par les contre-réactions.

III.3 L'AMPLIFICATEUR DE REGENERATION

L'amplificateur de régénération d'une mémoire circulaire à câble coaxial a des caractéristiques bien particulières. Son gain, voisin de l'unité aux basses fréquences, doit augmenter proportionnellement à $\sqrt{f}$ à partir d'une fréquence critique dépendant du câble, située généralement autour de quelques dizaines de MHz. (4)

Nous avons entrepris de chercher quel type d'amplificateur se prêtait le mieux à l'obtention d'un gain constant > 1 , sachant qu'il est

toujours possible de le diminuer aux basses fréquences pour l'amener à la valeur souhaitée.

Deux configurations fondamentales se présentent : amplificateur à couplage additif (amplificateur distribué) ou à couplage multiplicatif (amplificateurs simples montés en cascade).

III.3.1 L'amplificateur distribué

Différentes configurations d'amplificateurs distribués à large bande, à tubes et à transistors, sont donnés aux réf. (8) et (9). On peut conclure de ces deux sources que, si la technique de l'amplification à couplage additif ne présente pas de problèmes avec les tubes, il n'en va pas de même des transistors, en raison de la complexité de leur circuit équivalent, déjà aux fréquences inférieures à f_t .

A titre de comparaison, nous avons réalisé deux amplificateurs distribués, l'un à transistors, et l'autre à nuvistors, tubes miniatures présentant une faible capacité grille-anode. Les figures III.18 et 19 montrent les caractéristiques et les performances de ces deux amplificateurs qui permettraient, avec les filtres adéquats et un câble RG 11/U par exemple, la réalisation d'une mémoire d'environ 0.85 ns. de temps de montée.

III.3.2 L'amplificateur simple

Trois voies principales ont été envisagées pour le choix de l'élément actif : triode planar, transistor, diode tunnel. La dernière possibilité a d'ailleurs dû être rapidement abandonnée en raison de la non-linéarité et de la faible excursion en tension que présente cet élément.

La triode planar est un tube en céramique conçu pour fonctionner jusqu'à 3 GHz, dans un montage coaxial avec grille à la

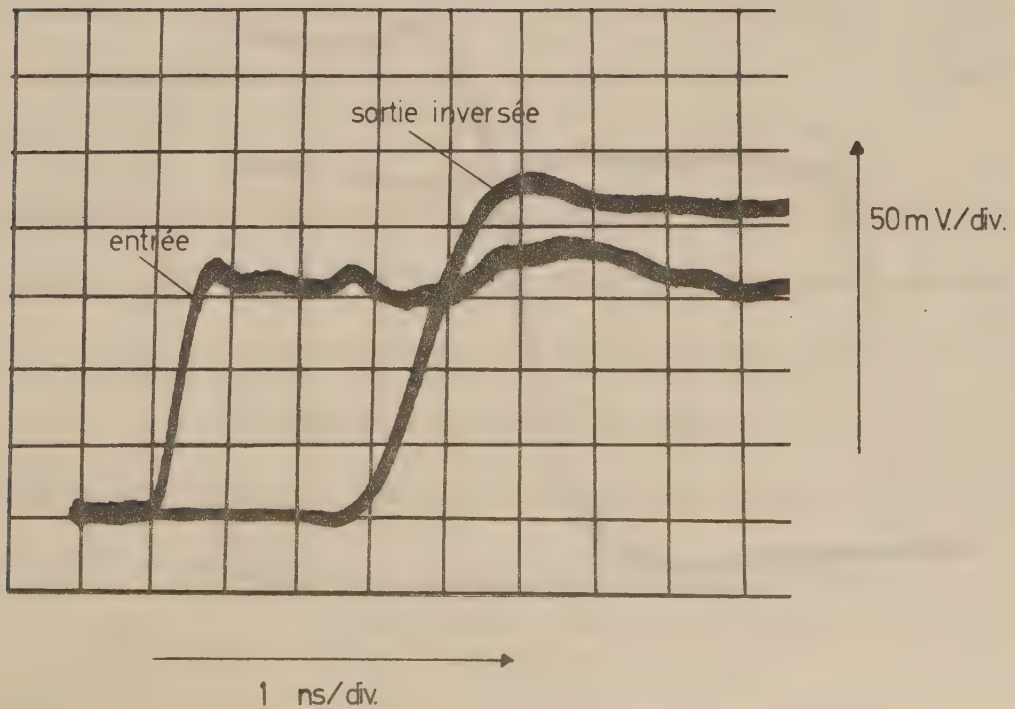
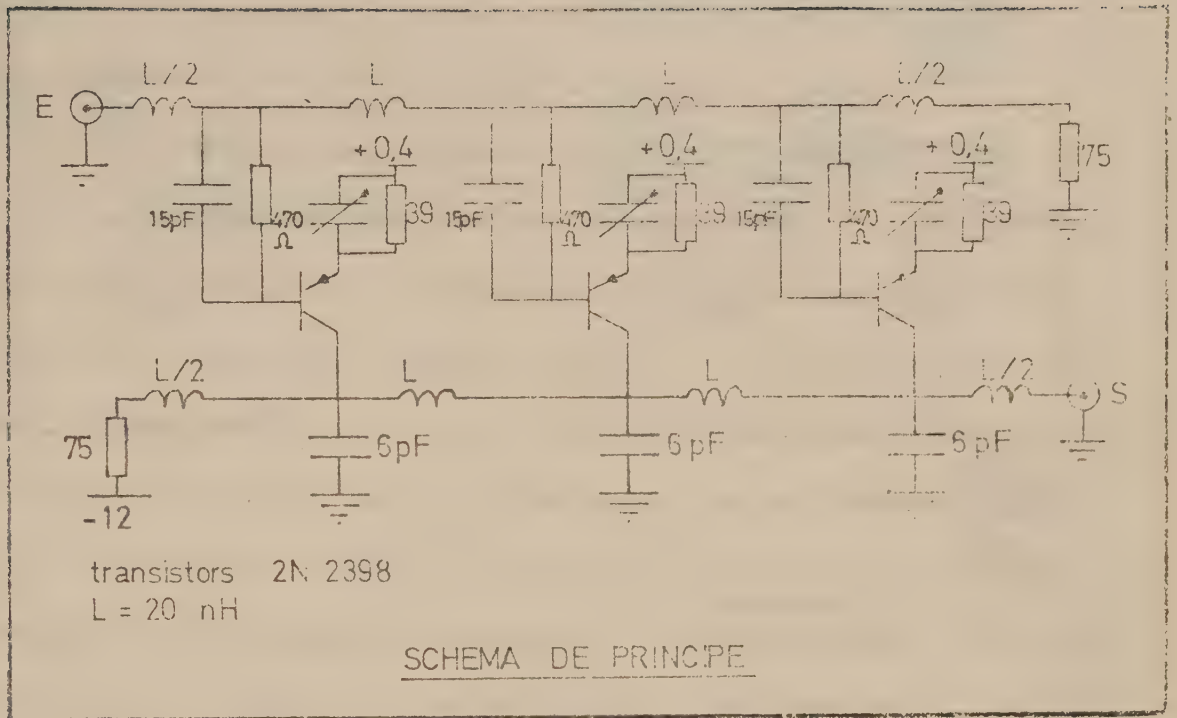


Fig.III.18 Amplificateur distribué à transistors

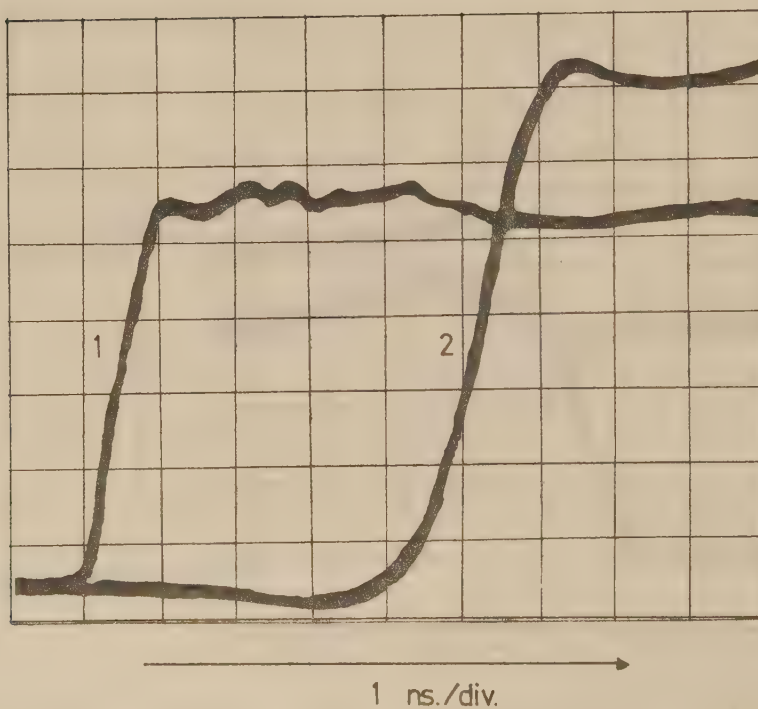
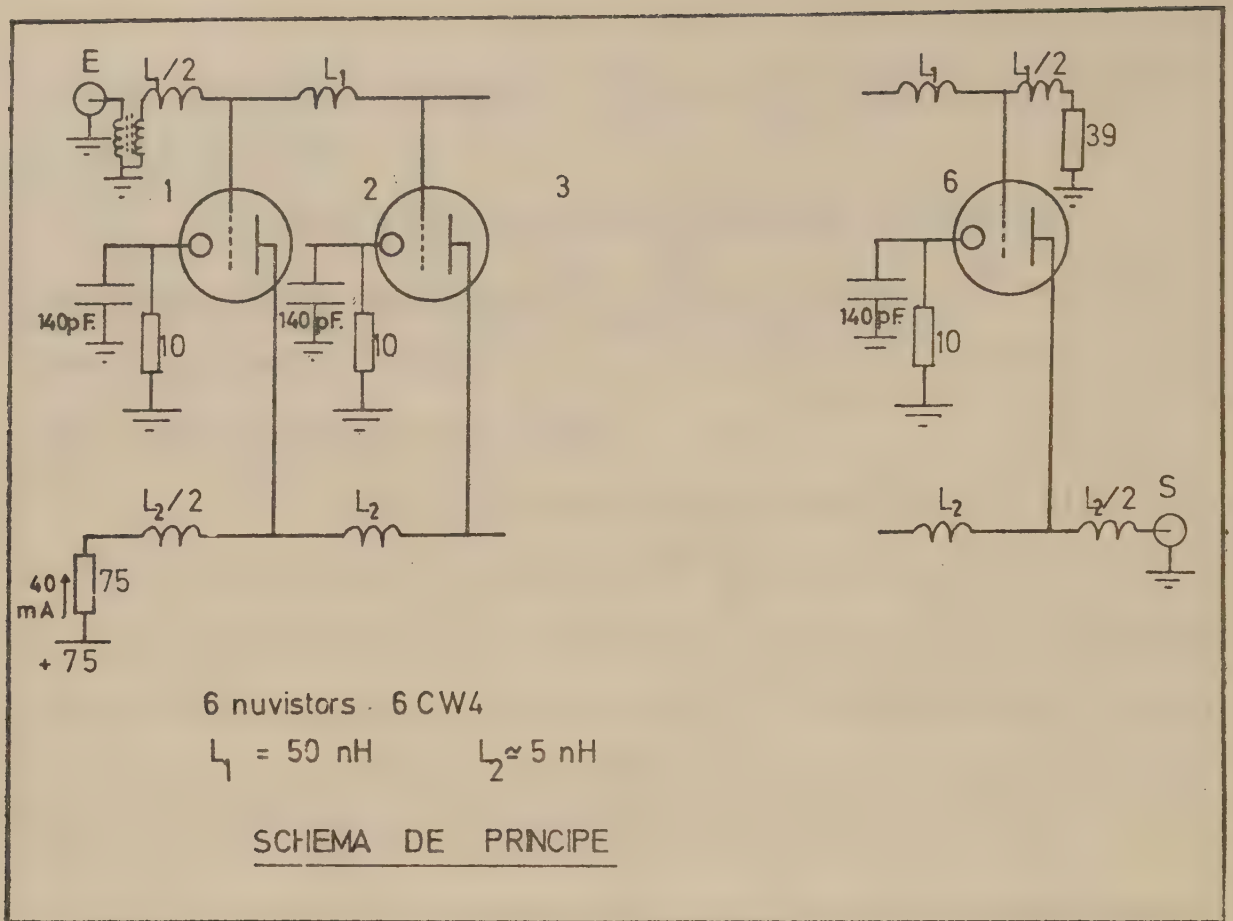


Fig. III19 Amplificateur distribué à nuvitors

masse. Sa réponse est illustrée fig. III.20 et III.21. On mesure sur la première une impédance d'entrée de la cathode d'environ 25 ohms, un temps de montée de 10 à 90 % de 0,4 ns.

Pour la mesure de la fig. III.21, l'adaptation 50 ohms $\rightarrow$ 25 ohms a été réalisée par un transformateur 1,5 : 1. A noter que des pertes d'environ 1 dB. dans les dispositifs coaxiaux (câbles, condensateurs d'isolation, adapteurs divers) et le transformateur réduisent le gain mesuré de cet amplificateur à 2 dB. On note une ondulation dans le signal de sortie, probablement due au transformateur, et qui n'a pu être supprimée. Ce tube, abandonné pour la suite de la réalisation de notre mémoire circulatrice, reste applicable à une mémoire exploitant les réflexions, puisqu'il est capable de fournir des signaux de correction dans une gamme de fréquences dépassant 1 GHz.

Finalement, l'amplificateur à transistor a été examiné dans les trois configurations de base, à l'aide du transistor 2N 4261.

- 1) Le montage collecteur commun a été éliminé parce qu'il nécessite un transformateur pour obtenir un gain en tension supérieur à 1, et qu'il accentue les non-linéarités du transistor si la charge est capacitive.
- 2) Le montage base commune, bien que nécessitant un transformateur d'adaptation pour un gain en tension supérieur à l'unité sur une impédance constante, présente un excellent temps de montée ainsi qu'on peut le voir sur les fig. III.22 et 23, surtout lorsqu'on lui adjoint une légère correction du retard par un couplage magnétique entre l'entrée et la sortie.

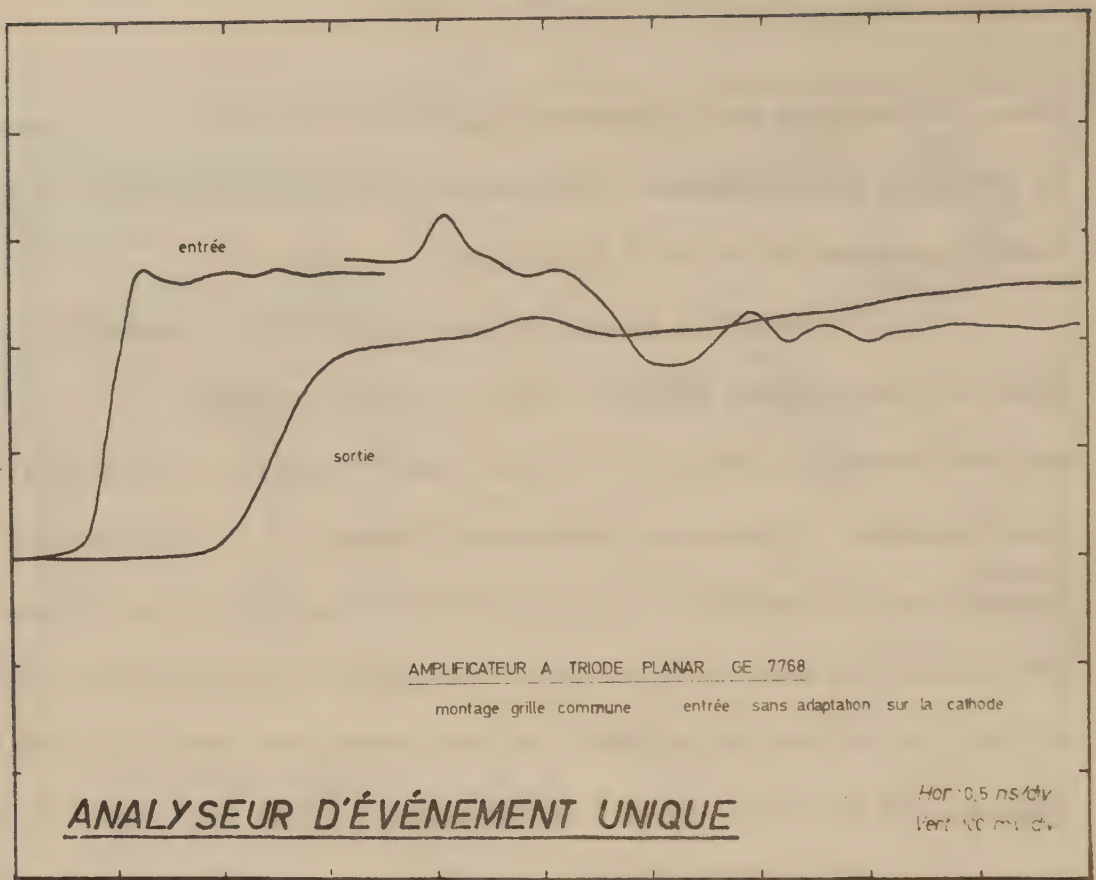


Fig. III. 20

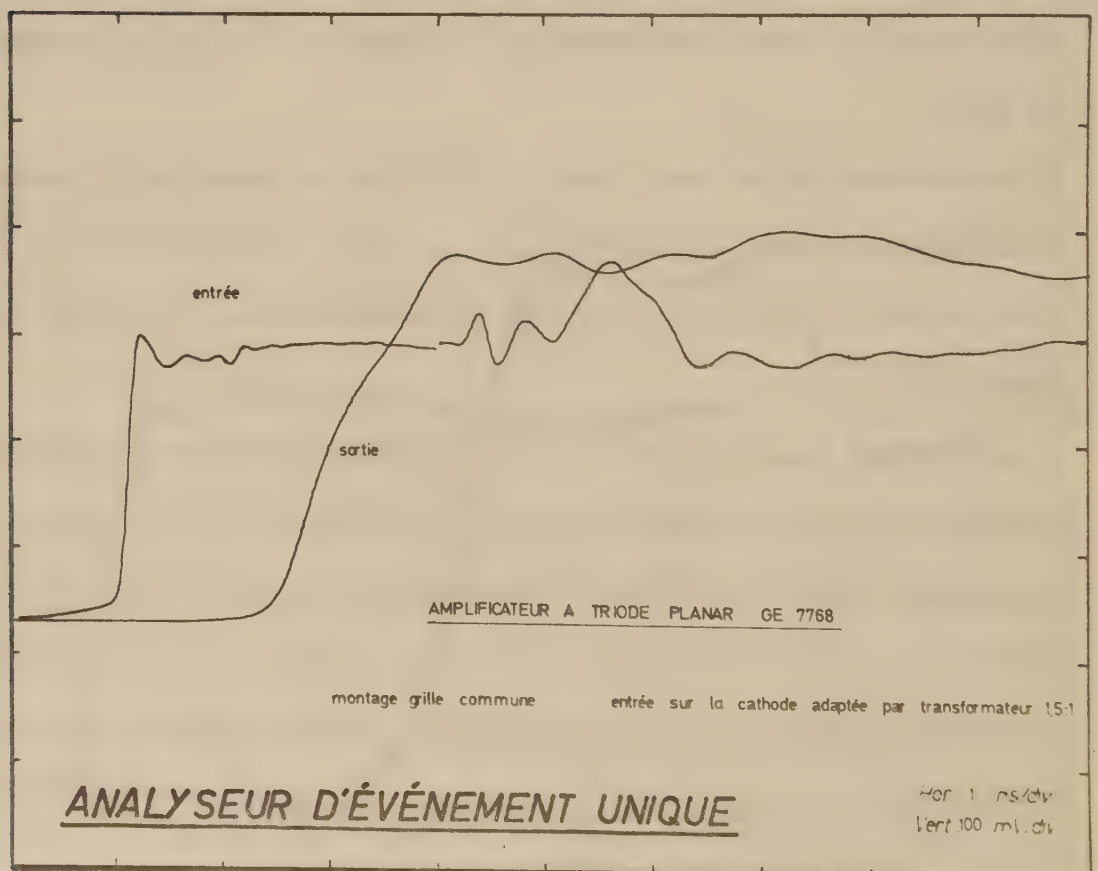


Fig. III. 21

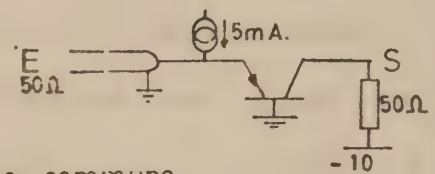
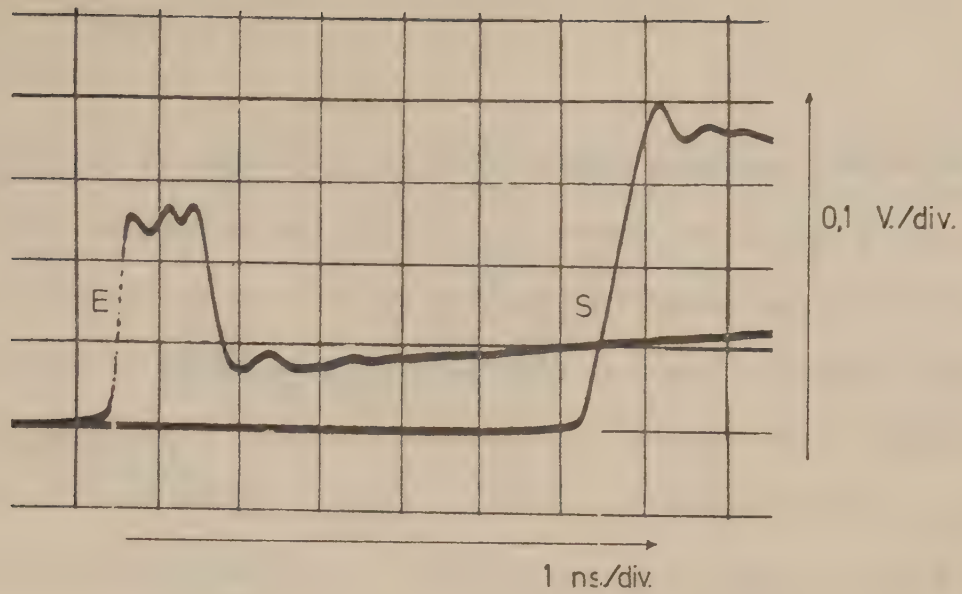


Fig. III.22 Transistor 2N 4261. Montage base commune

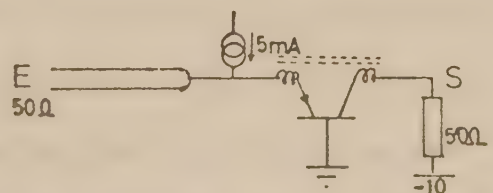
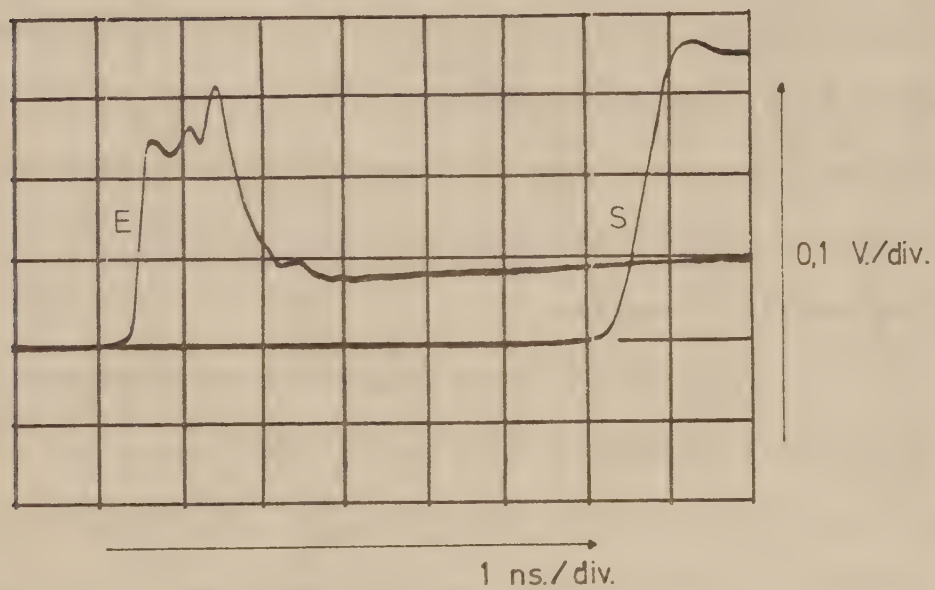


Fig. III.23 Transistor 2N 4261. Montage base commune avec compensation de T_D

3) Le montage émetteur commun, dont les performances peuvent être estimées à partir des mesures du § III.2, est celui qui offre les possibilités les plus intéressantes et que nous avons retenu pour la suite du travail. Les fig. III.24, 25 et 26 montrent le schéma et la réponse d'une mémoire circulatrice complète, d'une période de 100 ns de câble RG213/U, et dont l'élément régénérateur est un transistor en montage émetteur commun, avec contre-réaction dans l'émetteur. Cette mémoire a été montée dans notre analyseur d'événements uniques, et nous reviendrons plus en détail sur ses performances au § III.5.

III.4 SYSTEME D'ECHANTILLONNAGE : CARACTERISTIQUES ET PERFORMANCES.

Une analyse complète des différents systèmes d'échantillonnage pour événements uniques ayant été publiée récemment par D. Zenatti (14), nous nous limiterons à la description des solutions que nous avons choisies, dans la mesure où elles représentent une contribution originale à l'étude des problèmes soulevés par les circuits électroniques ultra-rapides.

Le schéma-bloc de l'ensemble est représenté à la fig. III.27. Les circuits de l'horloge à câble coaxial et de déclenchement sont essentiellement constitués de circuits intégrés des séries MECL II et MECL III, qui assurent une stabilité raisonnable en température, et ne posent pas de problèmes particuliers quant à leur emploi, si ce n'est que leur câblage nécessite des lignes à impédance constante avec les terminaisons adéquates.

La porte analogique a pour but la sélection, tantôt de la sortie directe, tantôt de la sortie inverse de la mémoire cir-

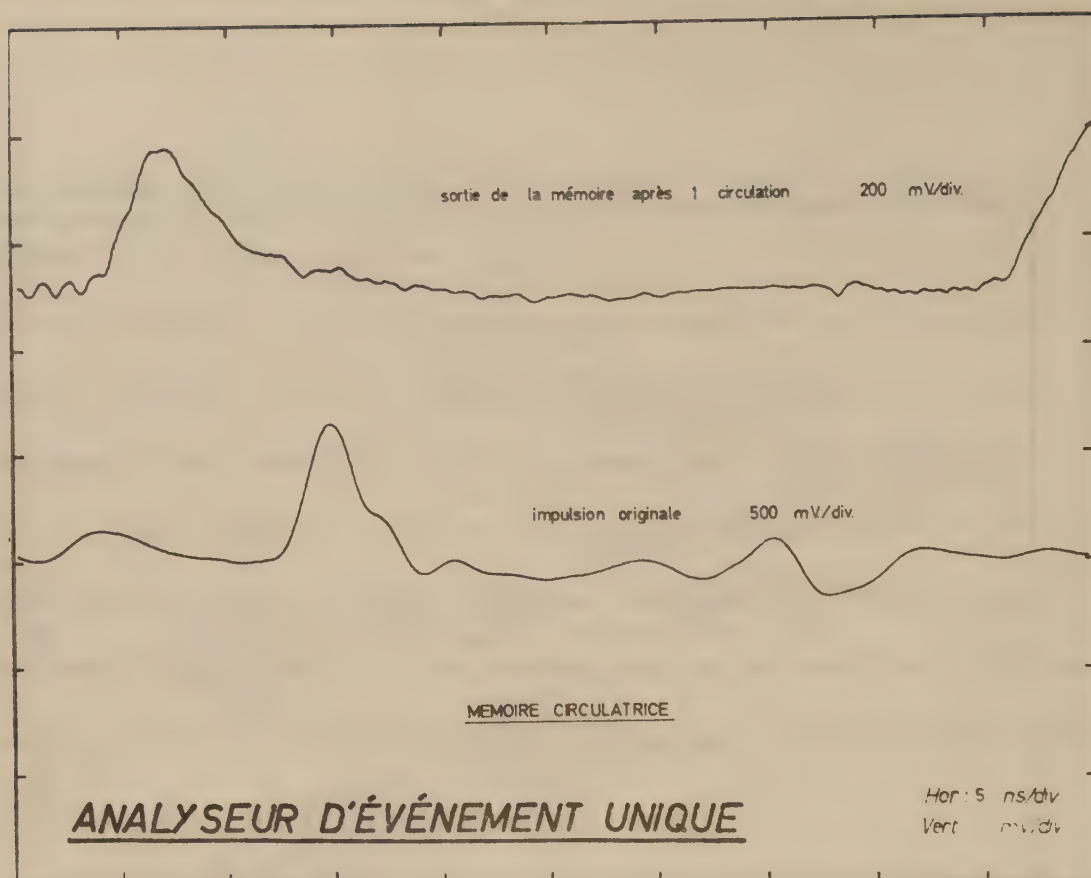


Fig. III. 25

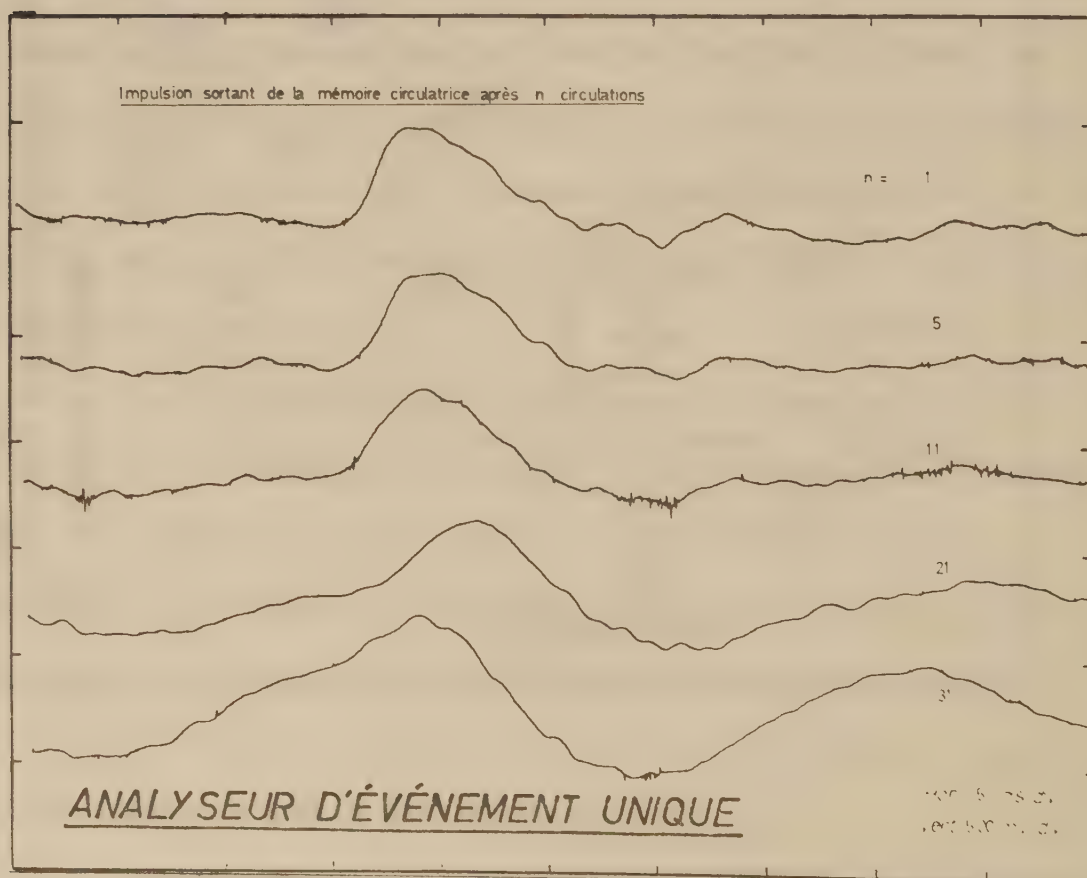


Fig. III. 26

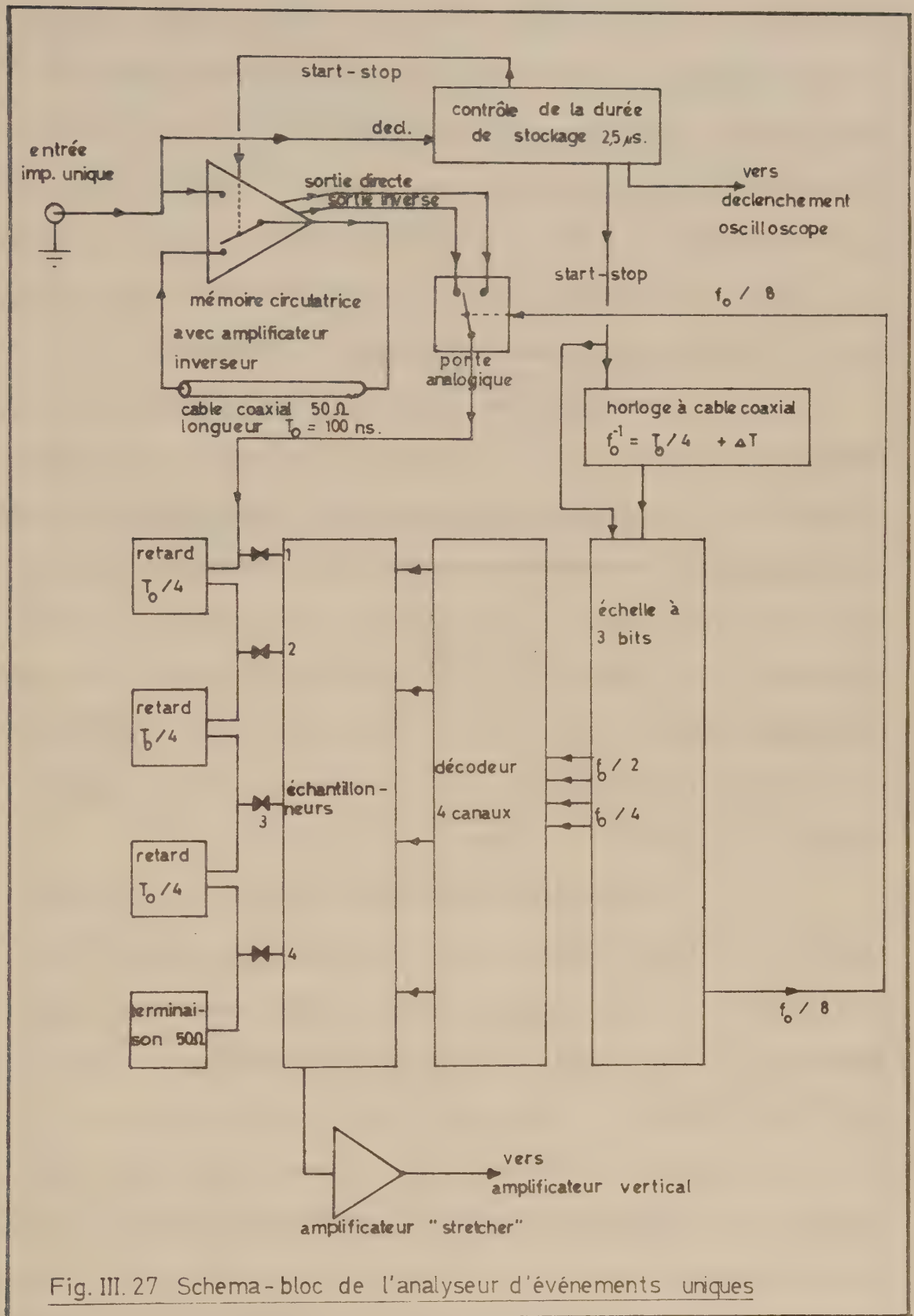


Fig. III. 27 Schema-bloc de l'analyseur d'événements uniques

culatrice, afin de présenter un signal de sens constant aux ponts d'échantillonnage. En effet, pour compenser les non-linéarités inévitables de l'amplificateur de régénération, nous avons choisi ce dernier du type inverseur, ce qui permet de compenser les distorsions non-linéaires pour les composantes paires du spectre de Fourier de l'impulsion mémorisée. La porte analogique permet alors de rétablir le sens correct à chaque circulation de la mémoire.

Cette porte est formée de 2 ponts de 4 diodes chacun, montés dans un bloc de laiton respectant les impédances des câbles d'entrée et de sortie. Les fig. III.28 et III.29 montrent la réponse de ce dispositif, tant en transmission qu'en réflexion, en régime ouvert et fermé. A noter que le temps de commutation de la porte est d'environ 7 ns., jusqu'à ce que les oscillations transitoires aient entièrement disparu sur la ligne de sortie. Le signal commuté doit avoir une amplitude comprise entre $\pm 0,7$ Volts pour une impédance nominale de 50 ohms.

Le pont d'échantillonnage est constitué de quatre canaux qui prélèvent chacun un point de mesure par circulation; le répartiteur de signal est une ligne à retard composée de trois segments de 25 ns. chacun. Les générateurs d'impulsions d'échantillonnage, dont le schéma et les signaux sont reproduits aux fig. III.30 et 31, fonctionnent à l'aide de diodes à recouvrement rapide commandées par des transistors en commutation. La largeur de l'impulsion d'échantillonnage, de 0,3 ns. à mi-hauteur, est obtenue par différenciation dans une ligne d'impédance égale à 75 ohms.

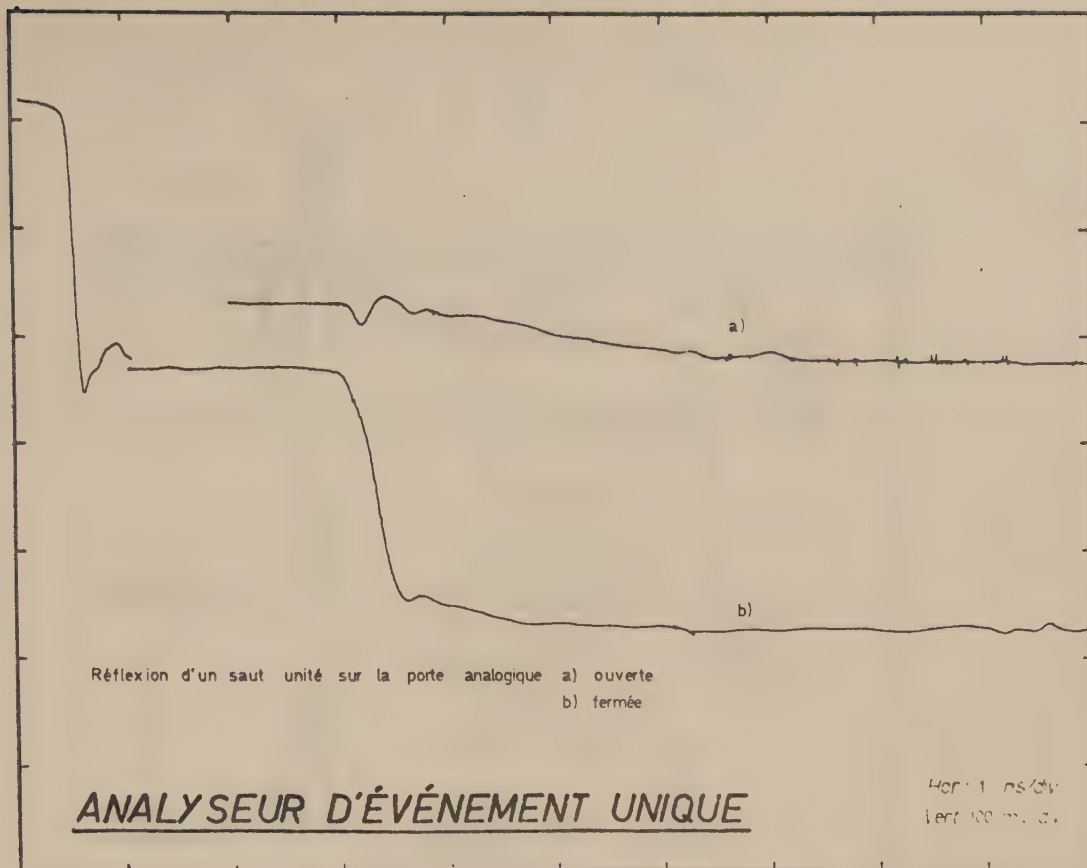


Fig. III.28

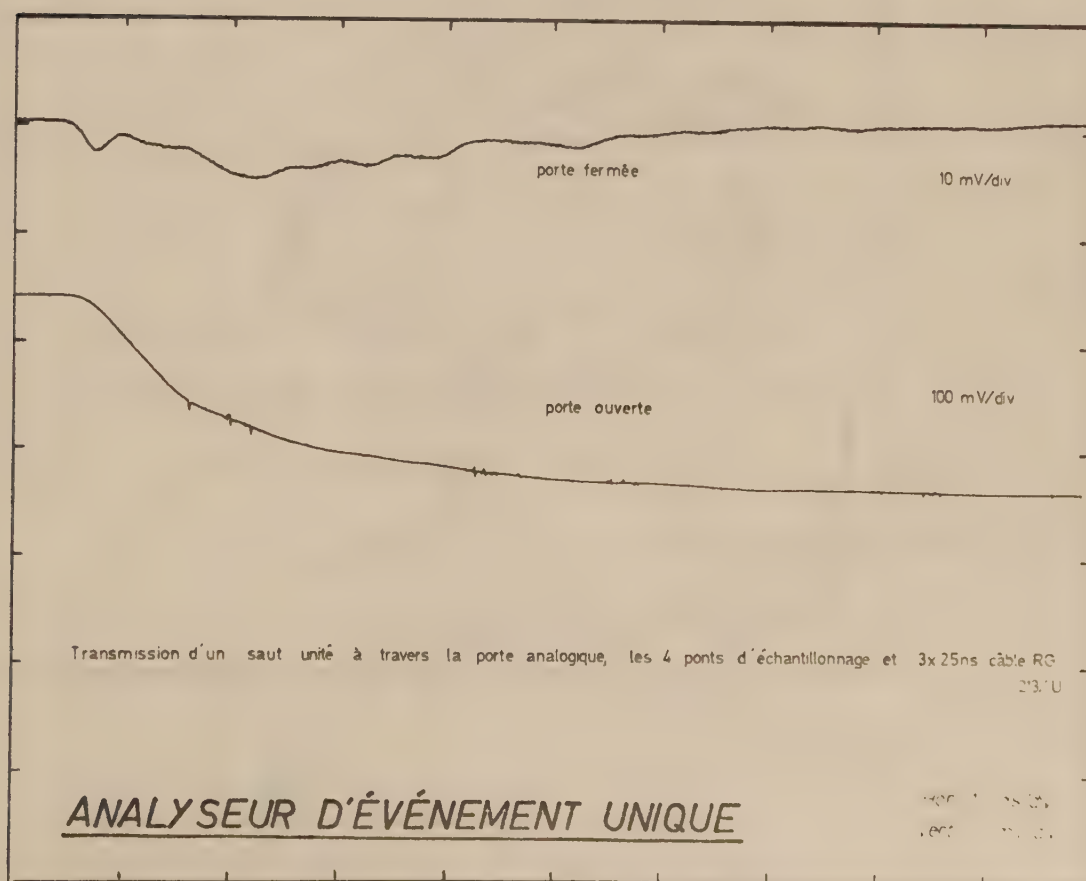
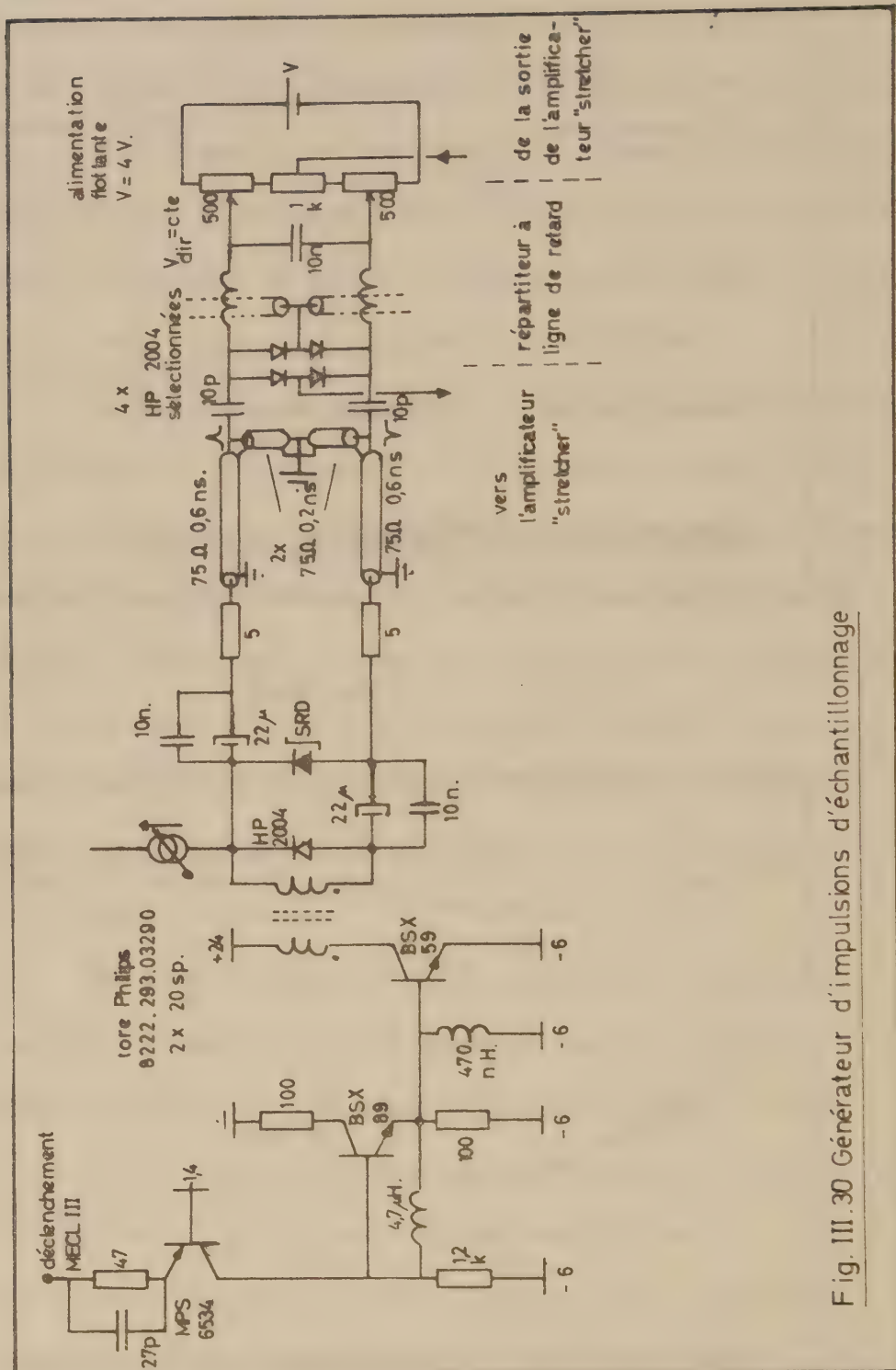
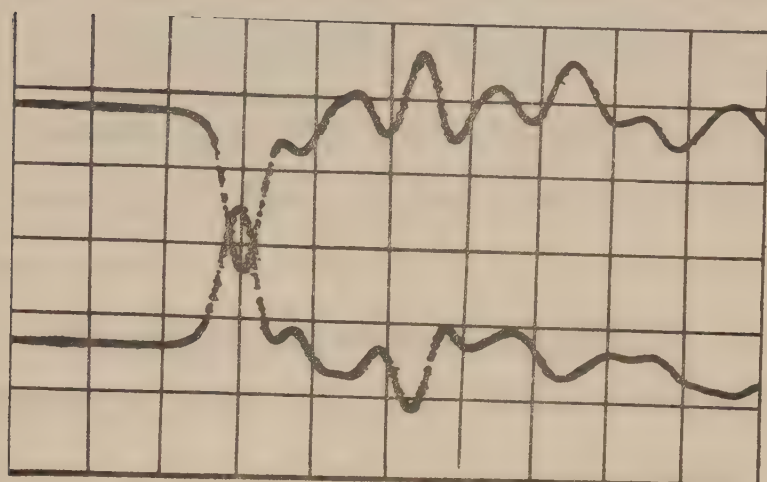
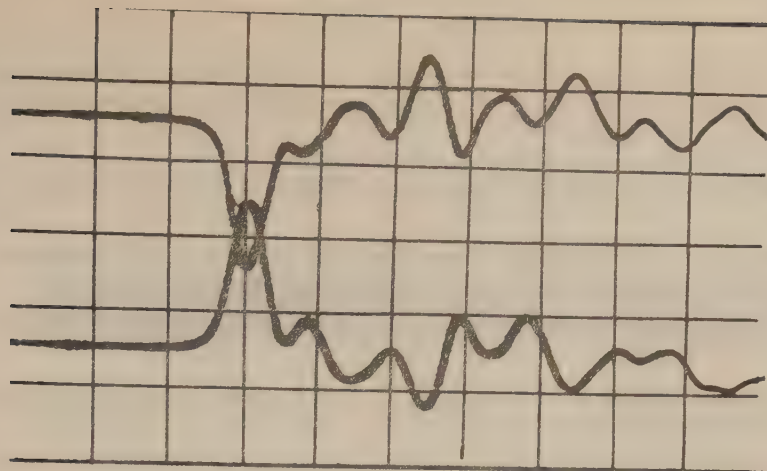


Fig. III.29





3 V/div.

0,5 ns./div.

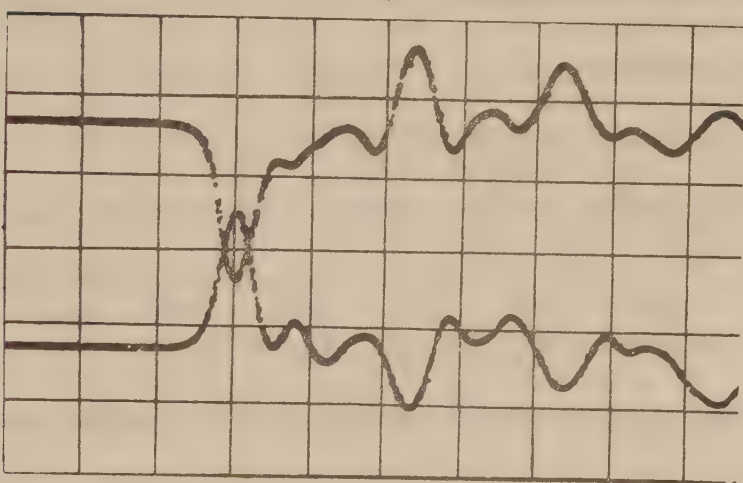
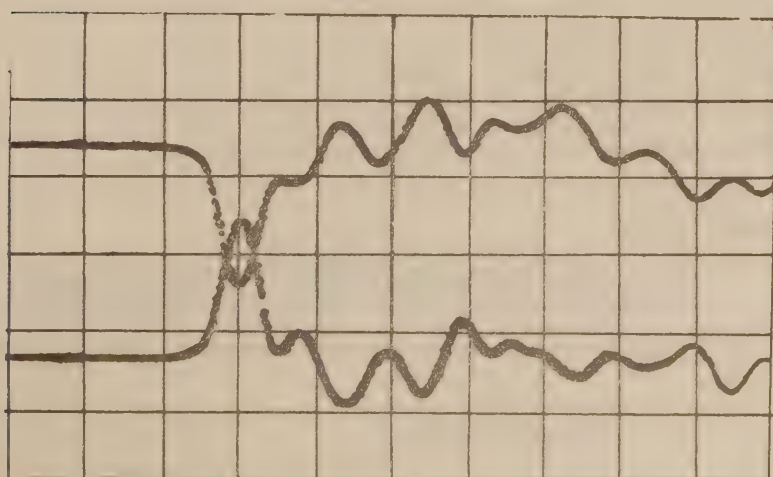


Fig. III.31

Impulsions d'échantillonnage



Les quatre canaux sont électriquement flottants par rapport à la masse, le potentiel de blocage des diodes d'échantillonnage étant fourni par un oscillateur 1 MHz , un transformateur à faible capacité, complété d'un circuit redresseur, filtre et stabilisateur.

La capacité totale du pont d'échantillonnage, d'environ 100 pF vis-à-vis de la masse, est portée et maintenue au niveau du dernier point mesuré par un amplificateur du type "stretcher", dont l'entrée est elle-même commandée par les diodes d'échantillonnage. De ce fait, la capacité d'entrée de l'amplificateur, malgré la présence des quatre canaux et de leurs circuits de polarisation, a pu être maintenue dans une limite acceptable (~ 20 pF). La figure III.32 reproduit le diagramme des temps de l'analyseur entier. Tous les signaux, à l'exception des deux exemples d'événements uniques, sont des signaux logiques. La fig. III.33 montre le fonctionnement du système d'échantillonnage seul.

Les oscillations transitoires qui perturbent la mesure des premiers points échantillonnés ont pu être diminuées, ainsi qu'on le verra lors de la mesure d'événements uniques. De plus, le "bruit", qui atteint un niveau important, et qui est causé par les quatre générateurs d'impulsions d'échantillonnage - dont chacun commute environ 0,5 A. à la fréquence de 10 MHz - pourra être atténué par un filtre, puisque le circuit ne produit effectivement que 8 échantillons par division (fig. III.33).

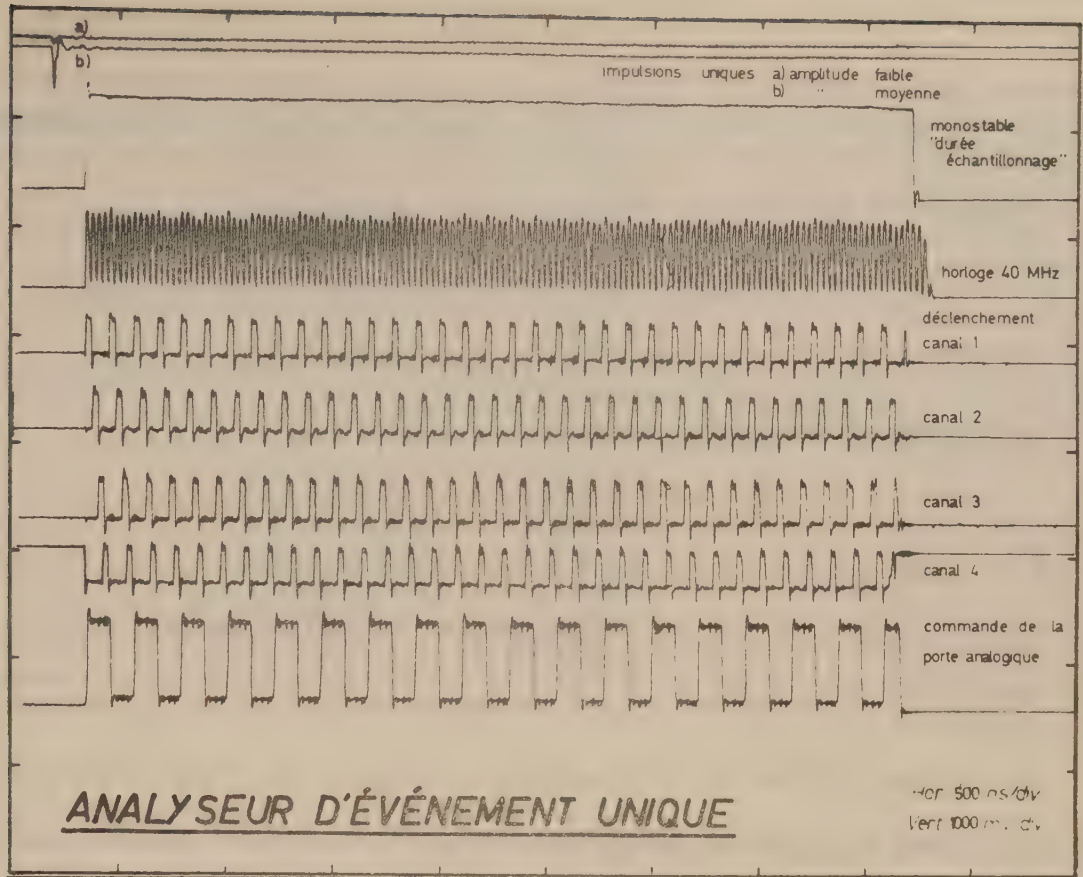


Fig. III. 32

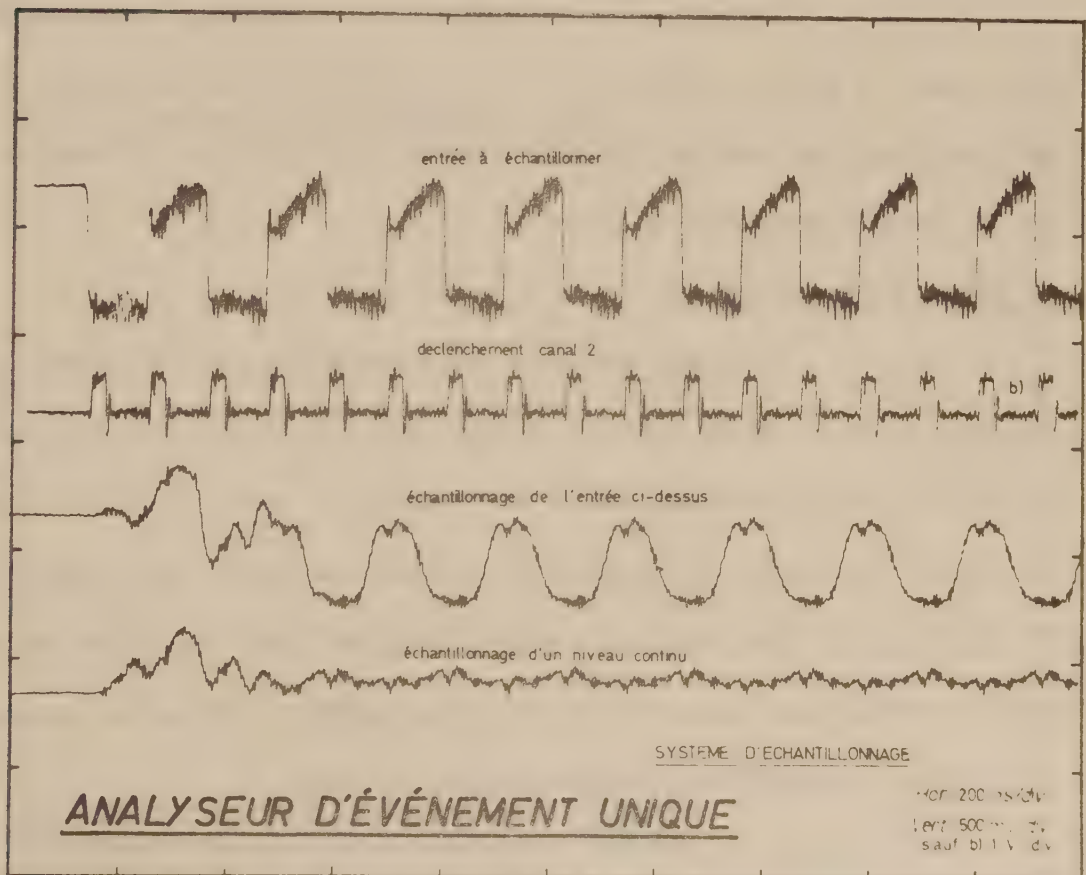


Fig. III. 33

III.5 LES POSSIBILITES OFFERTES PAR L'ANALYSEUR D'EVENEMENTS UNIQUES

RESOLUTION GLOBALE ET AMELIORATIONS POSSIBLES

L'analyseur que nous avons construit possède les caractéristiques suivantes:

a) Système d'échantillonnage

La bande passante des portes, si l'on tient compte d'un temps d'ouverture des portes de 0,2 ns. (fig. III.31), est théoriquement de 2,5 GHz. au maximum (th. de Shannon), et peut être obtenue en ne branchant que le premier canal d'échantillonnage, au prix d'une diminution du nombre de points. En effet, c'est le répartiteur de signal à ligne de retard sans compensation qui limite essentiellement la bande passante de l'échantillonneur, estimée à 500 MHz à partir de la fig. III.29 pour le fonctionnement à 4 canaux.

L'amplitude des signaux admissibles, limitée à $\pm 0,7$ Volts par la porte analogique et à ± 20 mV. par les parasites laissés sur la ligne par chaque échantillonnage conduit à une dynamique de 30 dB. pour l'ensemble du pont.

b) Mémoire circulatrice

La bande passante de la mémoire circulatrice (fig. III.24) dont le câble coaxial est du type RG 213/U, est reproduite à la fig. III.34. Ce diagramme a été calculé à partir de quatre mesures en domaine de temps du contenu de la mémoire pris aux circulations N° 1, 3, 5, 7. Les racines correspondantes des fonctions de transfert obtenues par le quotient des transformées de Fourier permettent de trouver l'atténuation moyenne pour un tour.

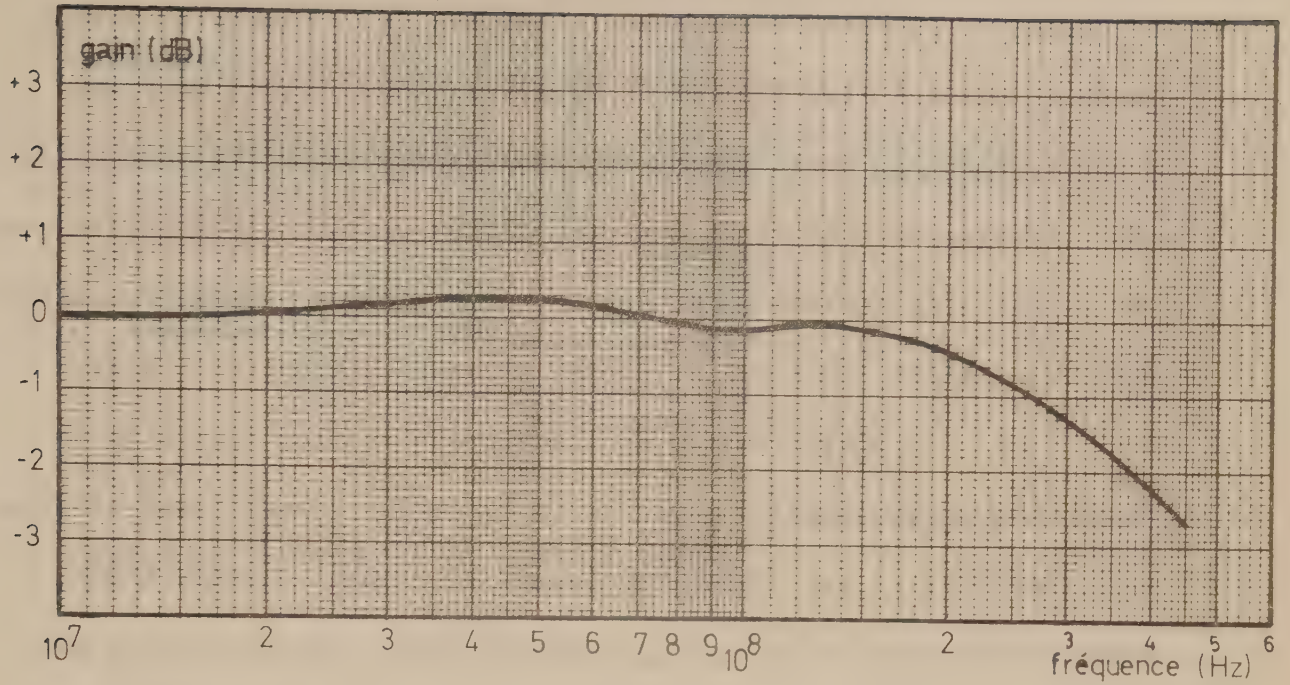


Fig. III.34 Bande passante de la mémoire circulatrice analogique de l'analyseur d'événements uniques. (gain pour 1 circulation, non compris celui des circuits de sortie et d'inversion)

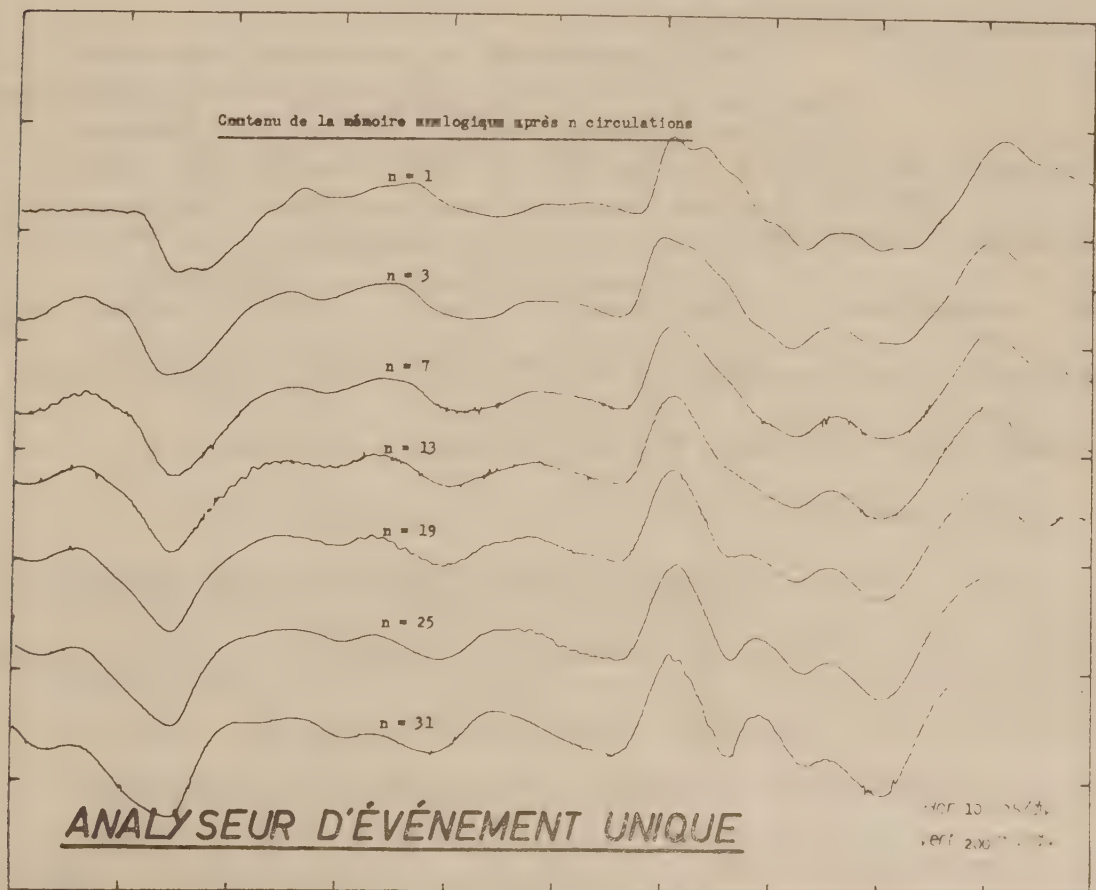


Fig. III.34 bis Réponse en impulsion de la même mémoire après correction

La dynamique de cette mémoire est d'environ 15 dB après 25 circulations, c'est à dire lors de la mesure du 100e point; pour les 5 premiers tours, cette gamme est supérieure à 30 dB. La réponse de cette mémoire est illustrée aux fig. III.25 et 26. Notons encore que les circuits de lecture et de sortie, avec l'étage inverseur, confèrent à la mémoire un temps de montée effectif minimal de 1,4 ns.

L'utilisation de l'analyseur complet nécessite un minimum de précautions; à cause de la dynamique relativement réduite de l'ensemble, il est nécessaire de traiter l'amplitude du signal à mesurer de manière qu'elle soit comprise entre 100 et 700 mV, ceci par des atténuateurs coaxiaux, ou éventuellement un amplificateur à large bande. Le calibrage de l'échelle de temps doit vérifié fréquemment, en raison de la dépendance en température du temps de recouvrement des diodes "snap-off" équipant les générateurs d'impulsions d'échantillonnage.

Les fig. III.35 et 36 reproduisent l'impulsion dont l'original se trouve à la fig. III.25. Relevons ici que, cette impulsion de test étant fournie par un générateur, il a été possible de l'enregistrer à l'aide d'un oscilloscope à échantillonnage conventionnel, pour produire la fig. III.25, à partir d'une multitude d'impulsions identiques. Par contre, chaque trace des fig. III.35 et 36 est réalisée à partir d'une seule impulsion originale.

Les avantages de notre analyseur, par rapport aux oscilloscopes à déflexion distribuée du commerce, qui ont des bandes passantes comparables, sont les suivants:

- a) La sensibilité est meilleure, d'un facteur 10 environ;
- b) l'enregistrement peut se faire soit à l'aide de film photographique, soit sur l'écran d'un oscilloscope à mémoire électrostatique.

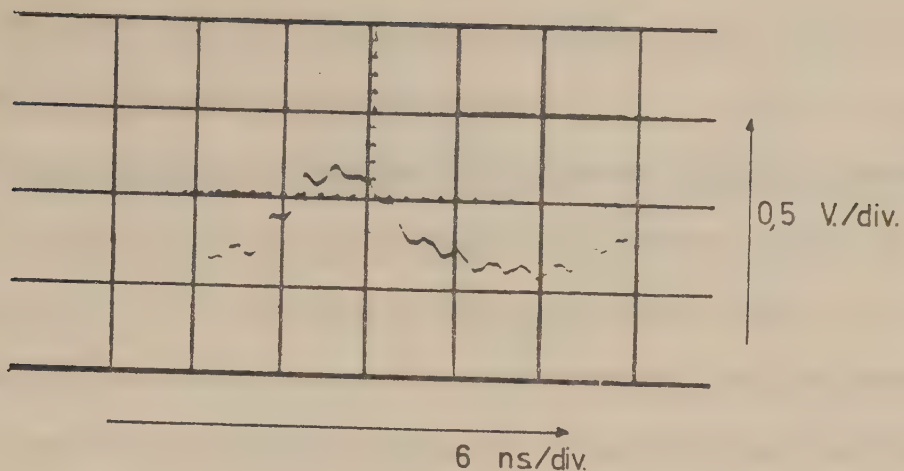


Fig. III. 35 ANALYSE D'UN EVENEMENT UNIQUE

Un seul canal câblé. Les échelles indiquées sont les échelles reproduites. Le balayage réel est de 400 ns./div. et 0,1 V./div. L'analyseur fournit ici 4 points par division. L'impulsion originale est reproduite à la fig. III.25.

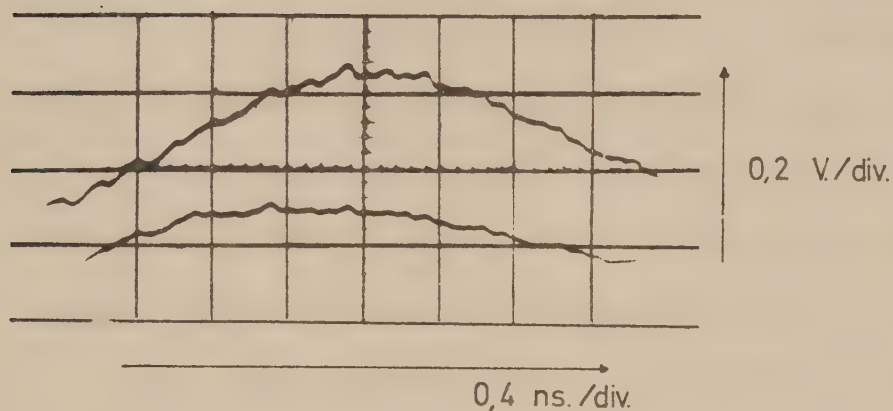


Fig. III. 36 ANALYSE DE DEUX IMPULSIONS UNIQUES

Quatre canaux câblés. Les échelles indiquées sont les échelles reproduites. Le balayage réel est de 200 ns./div. et 0,1 V./div. L'impulsion b) est la même que l'impulsion a), mais atténuée de 6dB. Le niveau du déclenchement est constant, ce qui explique le décalage vers la gauche de l'impulsion la plus petite. L'impulsion a) originale est reproduite à la fig. III. 25. 8 points par division.

c) On peut envisager d'en faire un accessoire (tiroir modulaire) augmentant la bande passante des oscilloscopes conventionnels pour un investissement raisonnable.

Ses limitations sont celles des câbles coaxiaux et des éléments actifs; la suppression de ces derniers par une mémoire exploitant les réflexions dans un coaxial supraconducteur est une solution envisageable pour certaines applications de laboratoire, dans quel cas la bande passante de 2,5 GHz de nos échantillonneurs devrait pouvoir être pleinement exploitée.

IV APPLICATION D'UNE MEMOIRE DIGITALE : ELEMENTS D'UN MULTI-PLIEUR NUMERIQUE ULTRA-RAPIDE

IV.1 PERFORMANCE MAXIMALE D'UNE MEMOIRE DIGITALE SANS ADRESSAGE -TEMPS DE REPONSE D'UNE PORTE

La mémoire digitale à câble la plus simple a pour élément actif une seule porte OR ou NOR à deux entrées dont l'une permet l'inscription dans la mémoire, la seconde étant commandée par le câble de stockage.

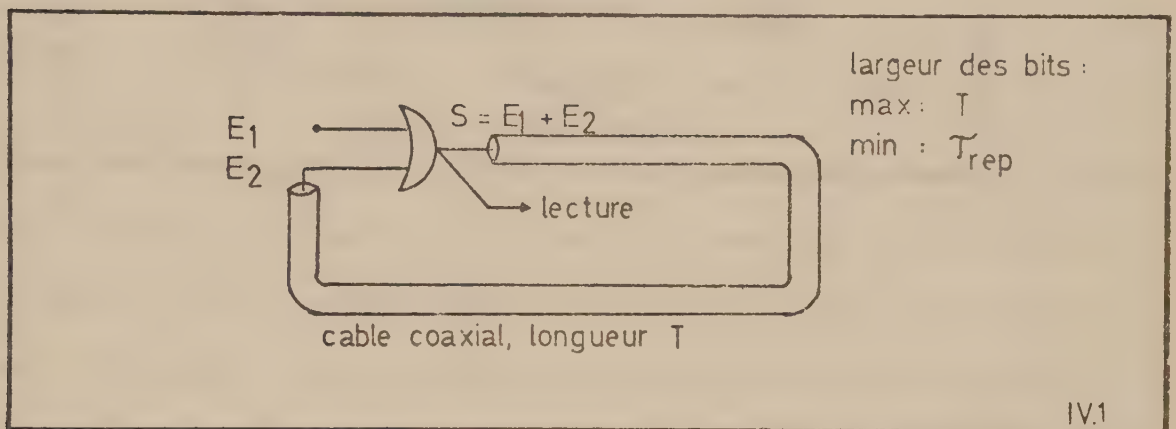


fig. IV.1 Mémoire digitale dynamique sans adressage

Les impulsions circulant dans cette mémoire sont remises en forme à chaque cycle, et il suffit pour un fonctionnement correct à une fréquence f que le temps de montée T_r de la porte soit inférieur à $(0,35/f)$, selon la règle empirique qui relie temps de montée et fréquence, pour un système possédant un gain unité.

Une porte NOR inversera le contenu de la mémoire à chaque cycle, tandis qu'une porte OR le laissera inchangé.

La fréquence maximale de fonctionnement d'un tel système se mesure aisément pour un élément actif NOR en donnant au câble-mémoire une longueur $T = 0$. La période de l'oscillation ainsi obtenue est la somme des temps de montée, de descente et de propagation dans chacun des deux états possibles; ces temps n'étant généralement pas égaux deux à deux, l'oscillation est asymétrique.

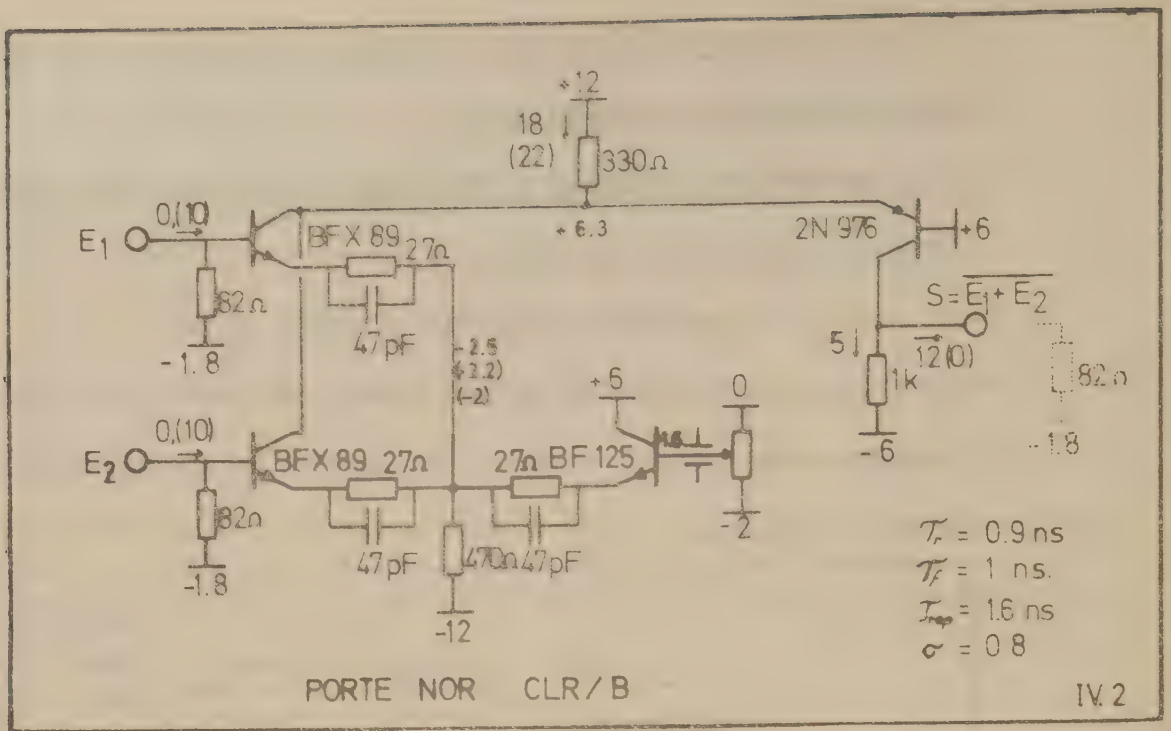


Fig. IV. 2

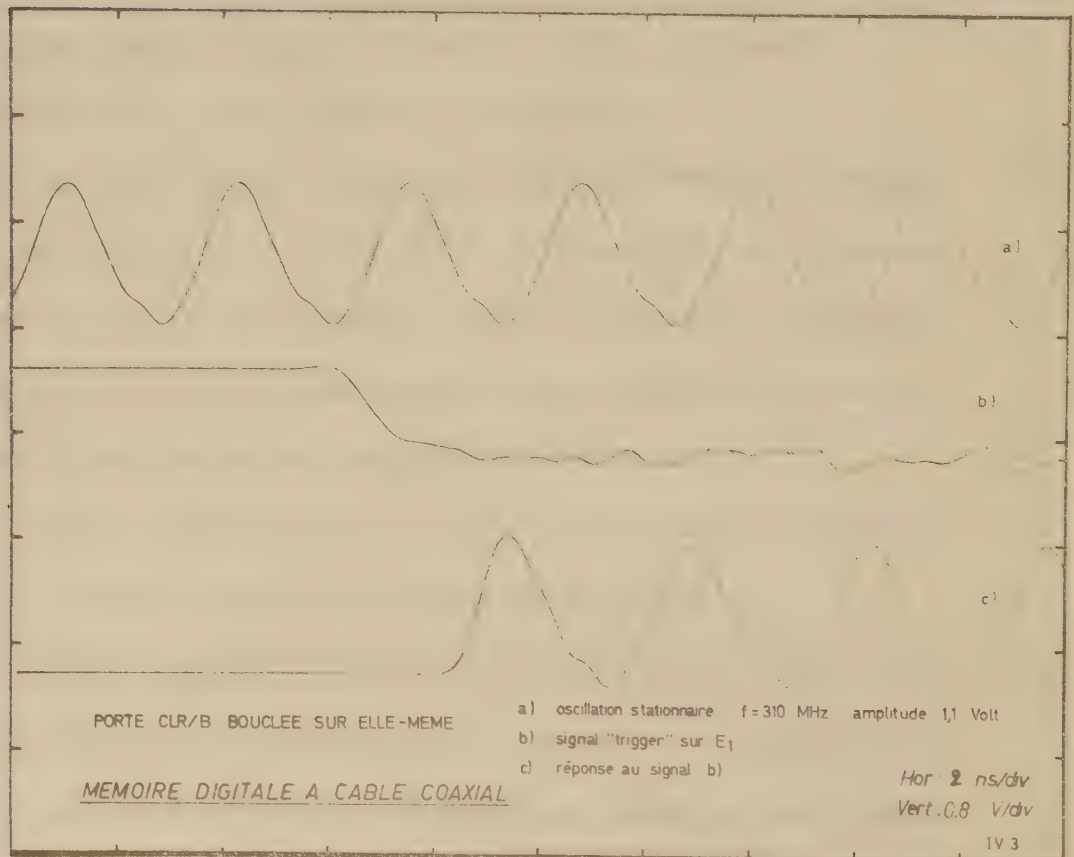


Fig. IV. 3

Nous appellerons temps de réponse d'une porte NOR la demi-période de l'oscillation obtenue dans ces conditions. Cette définition peut être étendue au fonctionnement normal de la porte logique sur des signaux aléatoires. On a alors:

$$\tau_{\text{rep}} = 1/2(\tau_r + \tau_f + \tau_d^1 + \tau_d^0)$$

avec:

τ_{rep} = temps de réponse

τ_r = temps de montée (rise time)

τ_f = temps de descente (fall time)

$\tau_d^{1,0}$ = temps de propagation dans les états 1 et 0

Nous considérons que le temps de réponse ainsi défini est un concept très précieux pour les applications pratiques, car il tient compte d'éléments difficilement calculables comme le retard dû au câblage, aux connecteurs, aux temps de relaxation dus aux effets "snap-off" etc. D'autre part, la symétrie de l'oscillation produite par le montage décrit ci-dessus est un autre facteur important caractérisant la réponse d'une porte logique à des signaux aléatoires. Nous noterons dorénavant cette symétrie σ , avec

$$\sigma = \frac{\tau_r + \tau_d^1}{\tau_f + \tau_d^0}$$

Nous avons développé une porte NOR rapide (série CLR/B) à deux entrées en vue d'un τ_{rep} minimum et d'un $\sigma \approx 1$. La figure IV.2 donne son schéma, tandis que les figures IV.3 et IV.4 permettent de comparer ses performances avec une porte OR-NOR intégrée de la série MECL III (MC 1060 S). Cette dernière est une porte linéaire qui accuse une forte baisse d'amplitude à vitesse élevée; elle présente ici les caractéristiques suivantes:

$$\tau_{\text{rep}} = 2,0 \text{ ns.}$$

$$\sigma = 3,3$$

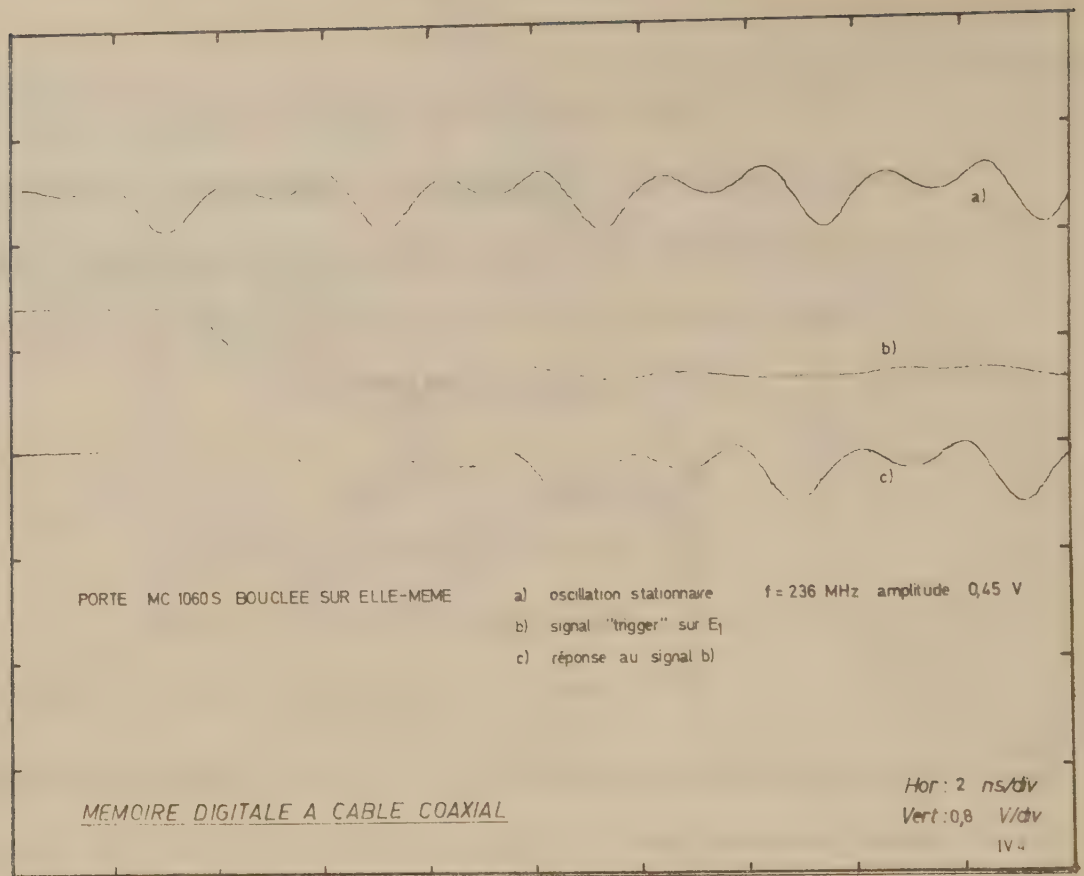


Fig. IV. 4

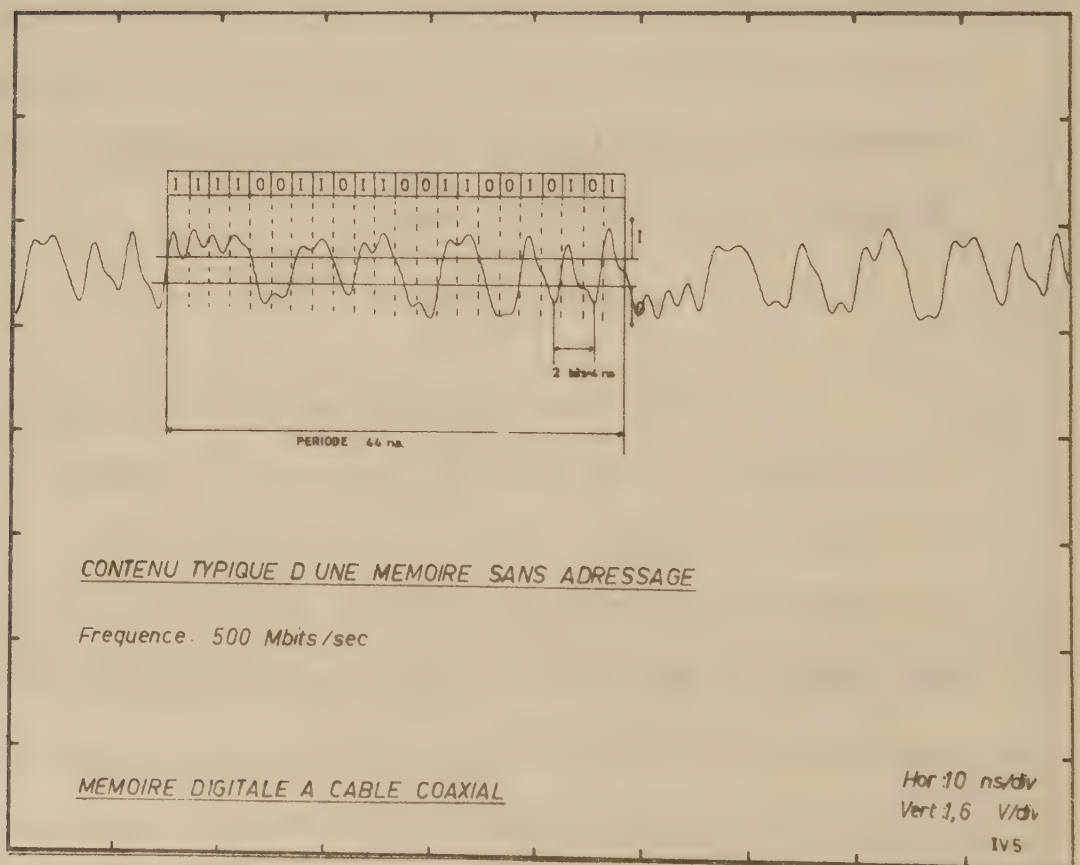


Fig. IV. 5

Il faut noter à sa décharge que cette porte n'est pas un excellent échantillon de la série MECL III; nous avons pu obtenir un τ_{rep} de 1,8 ns avec le OR-NOR à deux entrées MC1062S.

La porte CLR/B décrite donne une oscillation relativement symétrique, rapide, et d'amplitude suffisante; les niveaux logiques des deux systèmes étant compatibles, nous avons choisi l'un ou l'autre dans les applications digitales selon les performances exigées.

La figure IV.5 montre le contenu typique d'une mémoire dynamique sans adressage, de 22 bits de capacité, formée d'une seule porte CLR/B et d'un câble de 42 ns. de long. Ce contenu a été lu après avoir été conservé dans la mémoire pendant environ 20 minutes, c'est-à-dire après plus de $2 \cdot 10^{10}$ circulations.

Il faut noter que, si ce type de mémoire peut être utile pour enregistrer le déroulement de séquences logiques uniques et aléatoires, on ne lui voit que peu d'applications dans le domaine du traitement numérique de l'information. En effet, n'étant pas commandée par une base de temps extérieure, elle constitue sa propre horloge, et les bits qu'elle contient n'ont de ce fait pas d'adresse absolue, mais seulement des positions relatives les uns par rapport aux autres. De plus, la dérive thermique du temps de réponse de la porte, de l'ordre de 5 ps. /°C n'est pas négligeable sur un grand nombre de circulations, et ne permet donc pas de garantir un synchronisme absolu entre deux systèmes indépendants, dont l'un servirait de référence de temps pour adresser l'autre.

IV.2 PRINCIPE D'UN MULTIPLIEUR NUMERIQUE COMPLETEMENT SEQUENTIEL A 64 BITS

Quel que soit le système de numération utilisé, l'opération de multiplication nécessite trois registres: le registre multiplicateur, le registre multiplicande, et celui du résultat ou accumulateur.

Par "multiplication complètement séquentielle", nous entendons une opération qui est ramenée au traitement successif des signes en les prenant deux à deux. Les nombres traités par un ordinateur étant fournis et demandés dans un système en base 2, nous allons décrire une structure de multiplication complètement séquentielle, adaptée au traitement des bits se présentant à une cadence supérieure à $2,5 \cdot 10^8$ bits/sec.

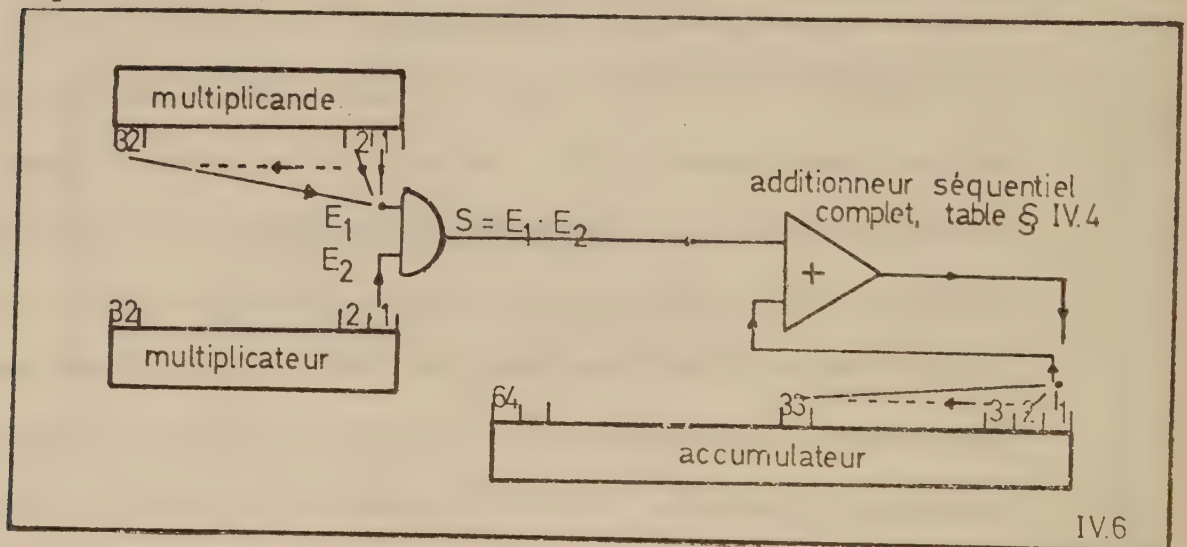


fig IV.6 Traitement du multiplicande

par le premier bit du multiplicateur

La figure IV.6 montre l'effet du premier bit multiplicateur; Les bits suivants ont un effet identique à ceci près que, au lieu d'être placé aux adresses 1 à 33 de l'accumulateur, le résultat s'inscrira entre les adresses 2 et 34 pour le second, et ainsi de suite jusqu'aux adresses 32 à 64 pour le dernier bit multiplicateur. L'utilisation de mémoires dynamiques pour les regis-

tres, principalement multiplicande et accumulateur, est intéressante car une telle mémoire fournit automatiquement les bits à traiter selon la bonne séquence. De plus, le décalage d'adresse que doit effectuer l'accumulateur à chaque cycle s'obtient par la suppression d'un segment de câble d'un bit de "longueur" dans sa boucle-mémoire pendant le temps de l'opération.

Outre les registres adressables, le multiplicateur nécessite les éléments logiques suivants:

- a) une porte universelle (soit OR, soit AND, plus l'inversion)
- b) un additionneur complet séquentiel

Les portes OR CLR/B ou MECL III décrites au § IV.1 remplissent les conditions de rapidité requises pour notre multiplicateur; l'additionneur séquentiel fait l'objet du § IV.4

IV.3 DESCRIPTION ET PERFORMANCES D'UNE MEMOIRE DYNAMIQUE DE 64 BITS AVEC ADRESSAGE

L'existence d'un adressage absolu implique celle d'un circuit de synchronisation entre l'ensemble horloge-échelle de comptage et la mémoire à câble. Un flip-flop, de type D ou JK, en série dans la mémoire, peut remplir ce rôle, en retenant dans sa bascule le dernier bit reçu et en ne l'introduisant sur le câble que lorsque l'horloge en donne le signal. De ce fait, la stabilité relative de l'horloge par rapport aux temps de réponse des éléments actifs de la mémoire doit seulement être meilleure que $\pm 1/128$ bit, performance réalisable sans difficultés.

Le flip-flop utilisé est un circuit intégré de la famille MECL III, MC 1070S. En effet, après divers essais, il nous est apparu comme extrêmement délicat de faire fonctionner un flip-flop en compo-

sants discrets sur des signaux aléatoires allant jusqu'à des vitesses instantanées dépassant 250 MHz. On notera d'ailleurs pour tous les circuits logiques que leur vitesse limite en régime aléatoire est toujours bien inférieure à celle qu'on peut obtenir en régime stationnaire.

La figure IV.7 reproduit le passage d'un train de bits à travers un tel flip-flop. Les signaux sont lus à la "distance électrique" de 1 ns des entrées et sorties correspondantes. La fig. IV.8 montre le schéma-bloc de la mémoire dynamique complète avec les circuits d'entrée, et d'adressage.

Les performances d'un tel montage comme mémoire à une fréquence d'horloge de 230 MHz sont reproduites sur les fig. IV.9 à IV.12. La fig. IV.13 montre un mot mémorisé par le même circuit, mais avec une fréquence d'horloge de 280 MHz. Tous les oscillogrammes présentés ont été mesurés à l'aide d'un oscilloscope à échantillonnage et d'un traceur XY. Les contenus de mémoire ont été lus après des temps de stockage allant de 5 minutes à 1 heure. La fiabilité de cette mémoire est satisfaisante, pour autant que des parasites extérieurs ne viennent pas la perturber, puisque, de par son principe, ainsi que nous l'avons relevé au § I.4 elle y est particulièrement sensible.

Le principal obstacle à l'élévation de la fréquence d'horloge est le flip-flop. Divers auteurs ont proposé des circuits à transistors (6) fonctionnant au delà de 300 MHz, ou à diode tunnel (5) à plus de 500 MHz.

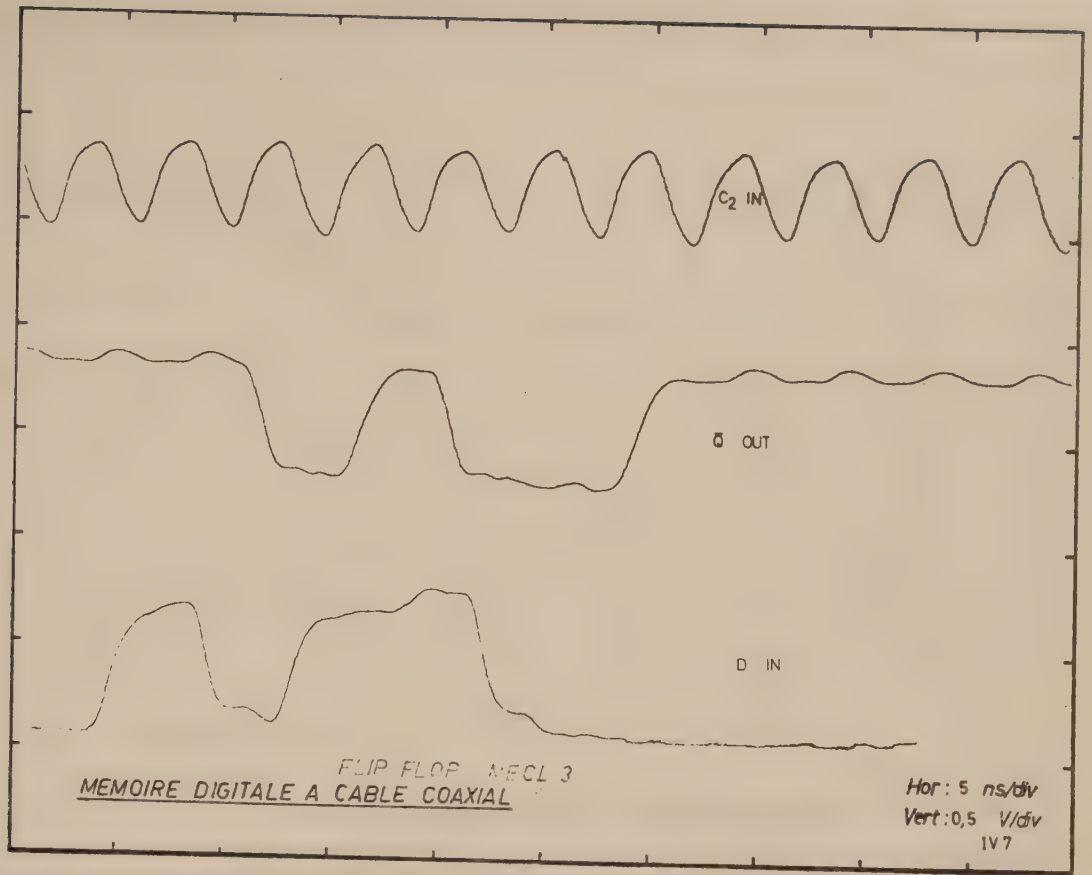


Fig. IV. 7

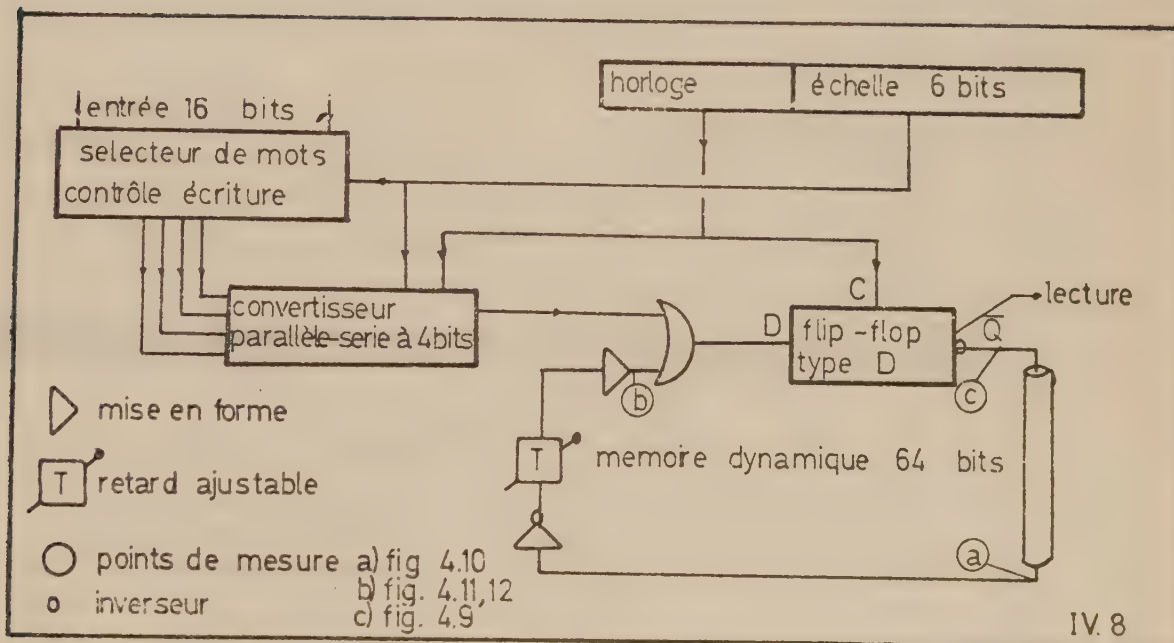


Fig. IV. 8

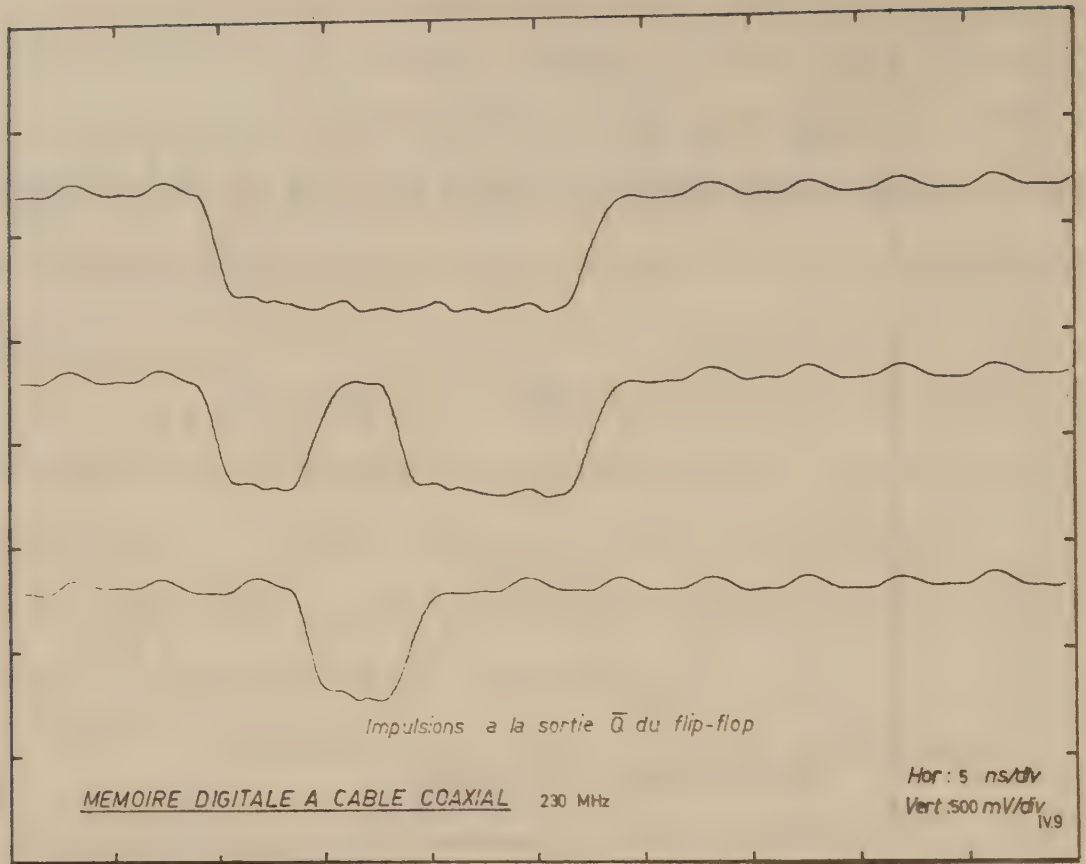


Fig. IV. 9

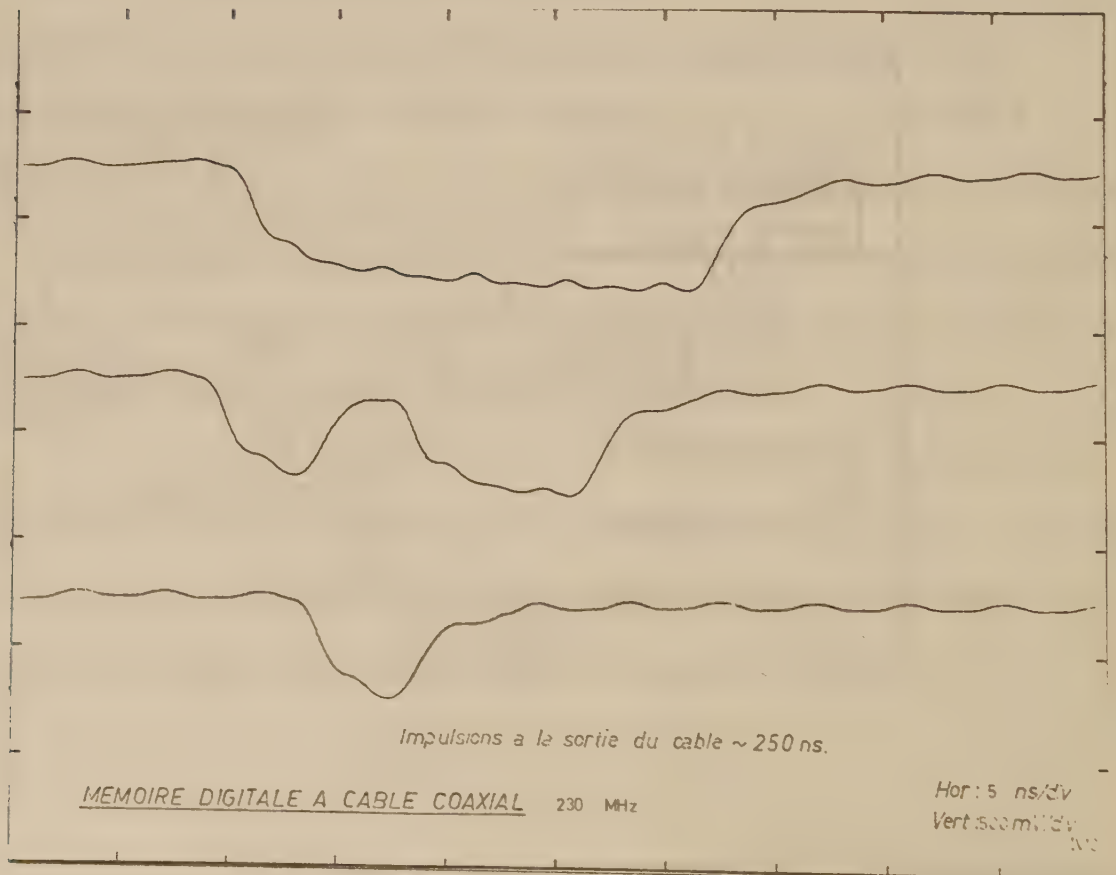


Fig. IV. 10

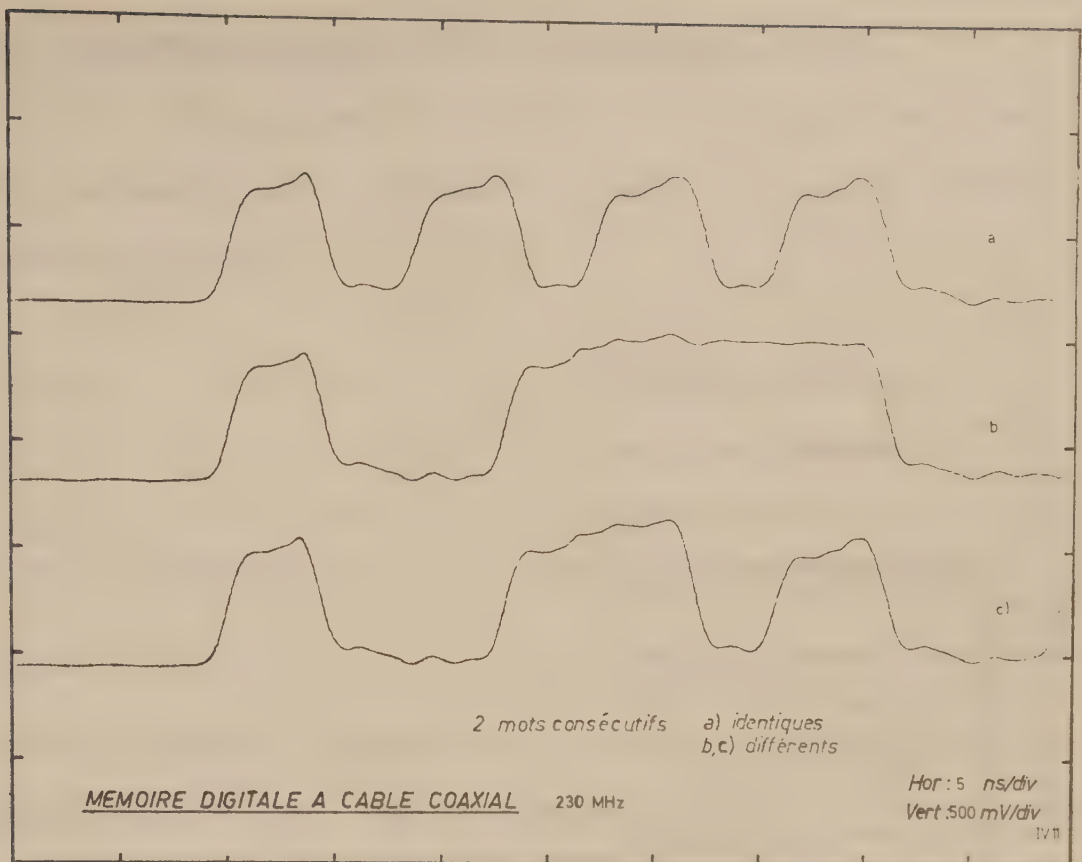


Fig. IV. 11

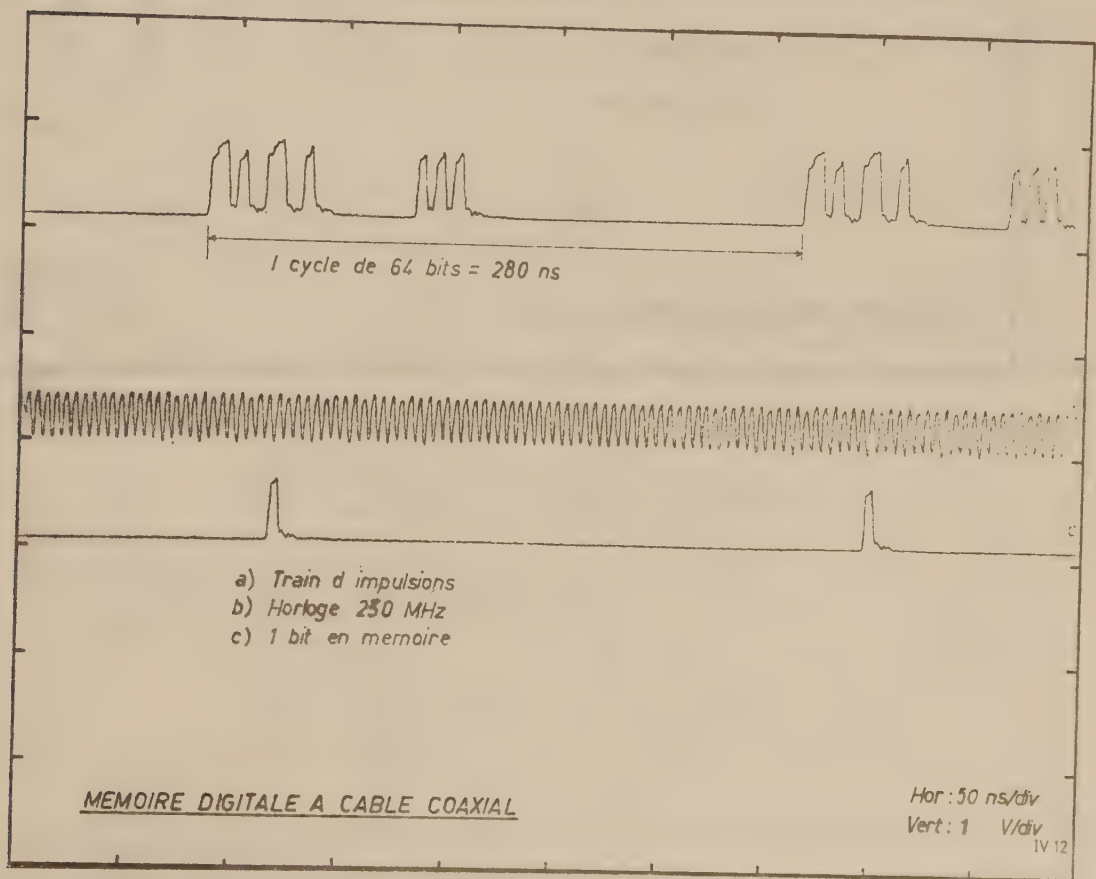


Fig. IV.1.

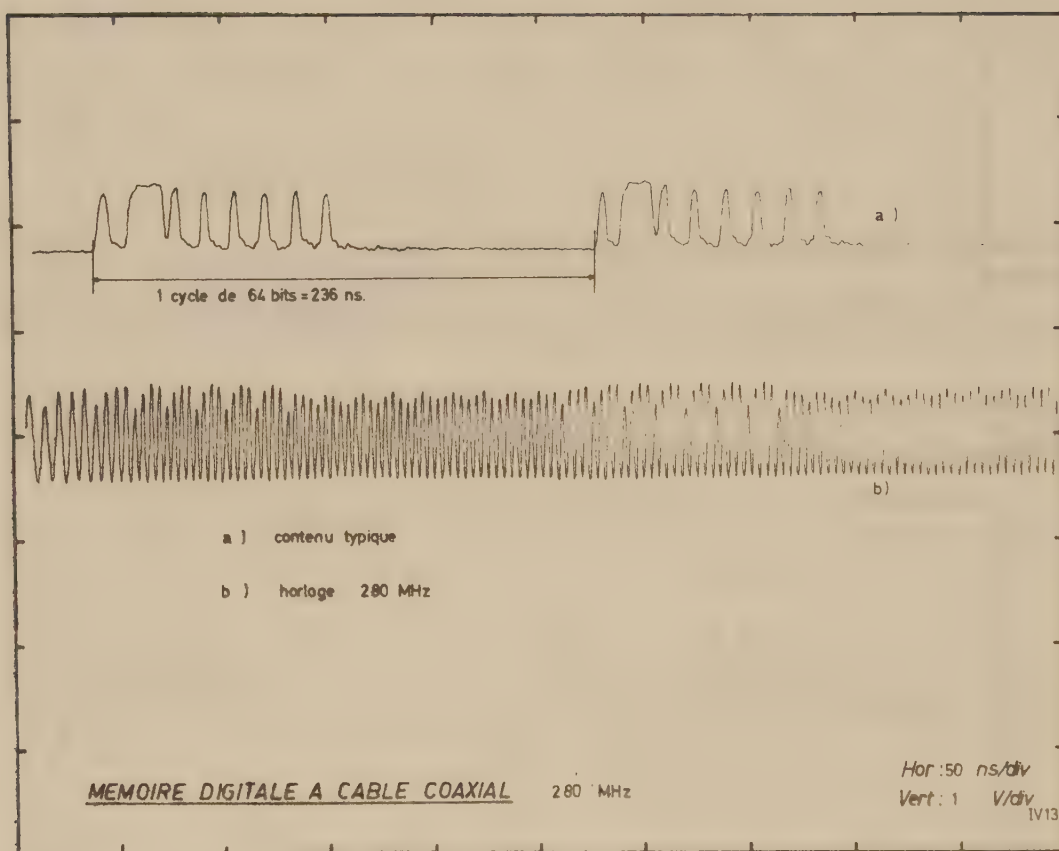


Fig. IV. 13

IV.4 ADDITIONNEUR COMPLET SEQUENTIEL ET LOGIQUE A SEUIL

En reprenant la structure du multiplieur décrit au §IV.2, on trouve pour l'additionneur complet séquentiel la table de vérité suivante:

A_n :	0 0 1 1	variables d'entrée
B_n :	0 1 0 1	variables d'entrée
S_n^1 :	1 0 0 1	fonction de sortie si $C_{n-1}=1$
S_n^0 :	0 1 1 0	fonction de sortie si $C_{n-1}=0$
C_n :	0 0 0 1	variable interne auxiliaire (report) si $C_{n-1}=0$

L'indice n définit l'adresse du bit traité, n=1 étant celle du bit le moins significatif. Pour une mémoire dynamique, il fixe l'instant de passage du bit à un endroit considéré comme référence.

On peut écrire: (. et + signifiant respectivement intersection et réunion)

$$C_n = A_n \cdot B_n$$

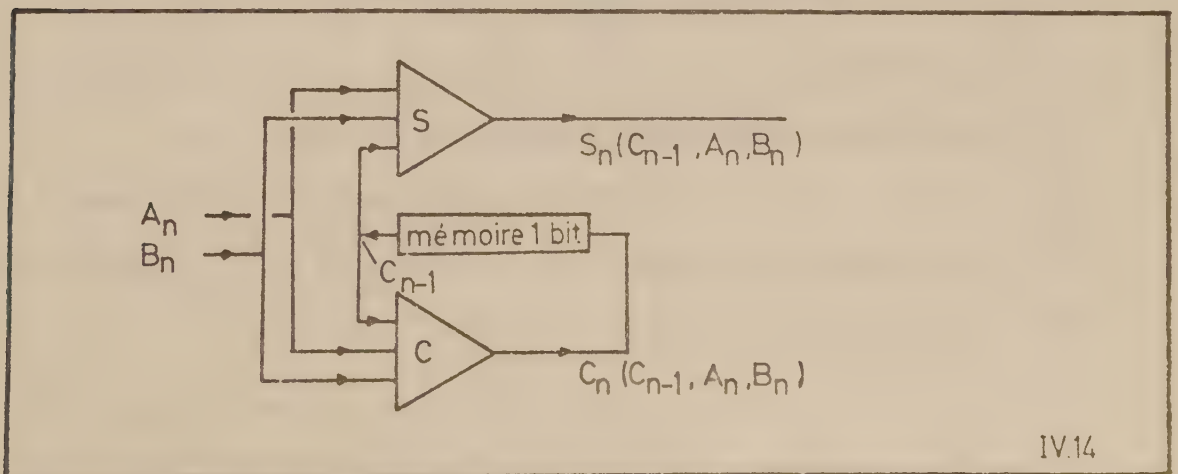
$$S_n^0 = \bar{S}_n^1 = \bar{A}_n \cdot B_n + A_n \cdot \bar{B}_n$$

d'où :

$$S_n = \bar{C}_{n-1} \cdot (\bar{A}_n \cdot B_n + A_n \cdot \bar{B}_n) + C_{n-1} \cdot (\bar{A}_n \cdot \bar{B}_n + A_n \cdot B_n)$$

avec:

$$C_n = A_n \cdot B_n + C_{n-1} \cdot (A_n + B_n) \quad \bar{C}_n = \bar{A}_n \cdot \bar{B}_n + \bar{C}_{n-1} \cdot (\bar{A}_n + \bar{B}_n)$$



IV.14

fig. IV.14 Structure de l'additionneur complet séquentiel

Les conditions requises pour le fonctionnement correct de cet additionneur impliquent que son coefficient de symétrie σ a les limites suivantes:

$$\frac{1}{3} \leq \sigma \leq 3$$

correspondant à une fluctuation maximale de $\frac{1}{2}$ largeur de bit, c'est-à-dire ± 2 ns à 250 Mbits/sec.

Les circuits CLR/B ou MECL permettent sa réalisation selon une structure arborescente à 3 niveaux au minimum, la contrainte sur σ exigeant des "distances électriques" égales à ± 2 ns près pour la somme des 3 niveaux. En ajoutant un retard à chaque variable qui doit être simultanée avec son inverse, on supprime les asymétries logiques, laissant ainsi une marge pour l'asymétrie propre à chaque porte.

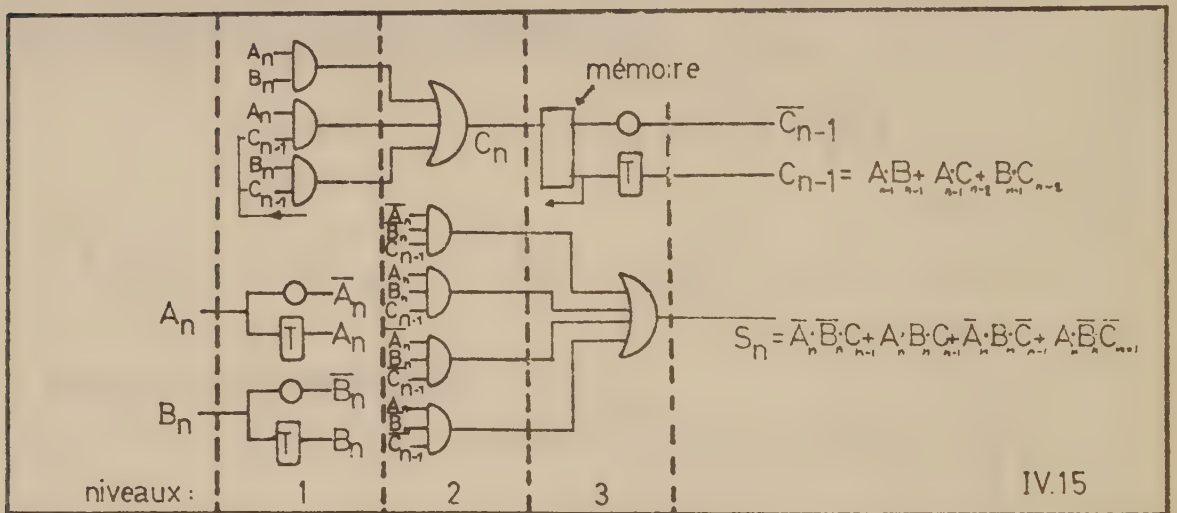


fig.IV.15 additionneur complet séquentiel

Une difficulté supplémentaire, inhérente à l'additionneur séquentiel, apparaît dans le calcul de C_n . Celui-ci est en effet une fonction de C_{n-1} , d'où

$$\tau_{\text{rep}}(p_1) + \tau_{\text{rep}}(p_2) < 4\text{ns (largeur d'un bit)}$$

c'est-à-dire que C_{n-1} doit être arrivé à l'entrée du circuit de report au plus tard au début du temps n .

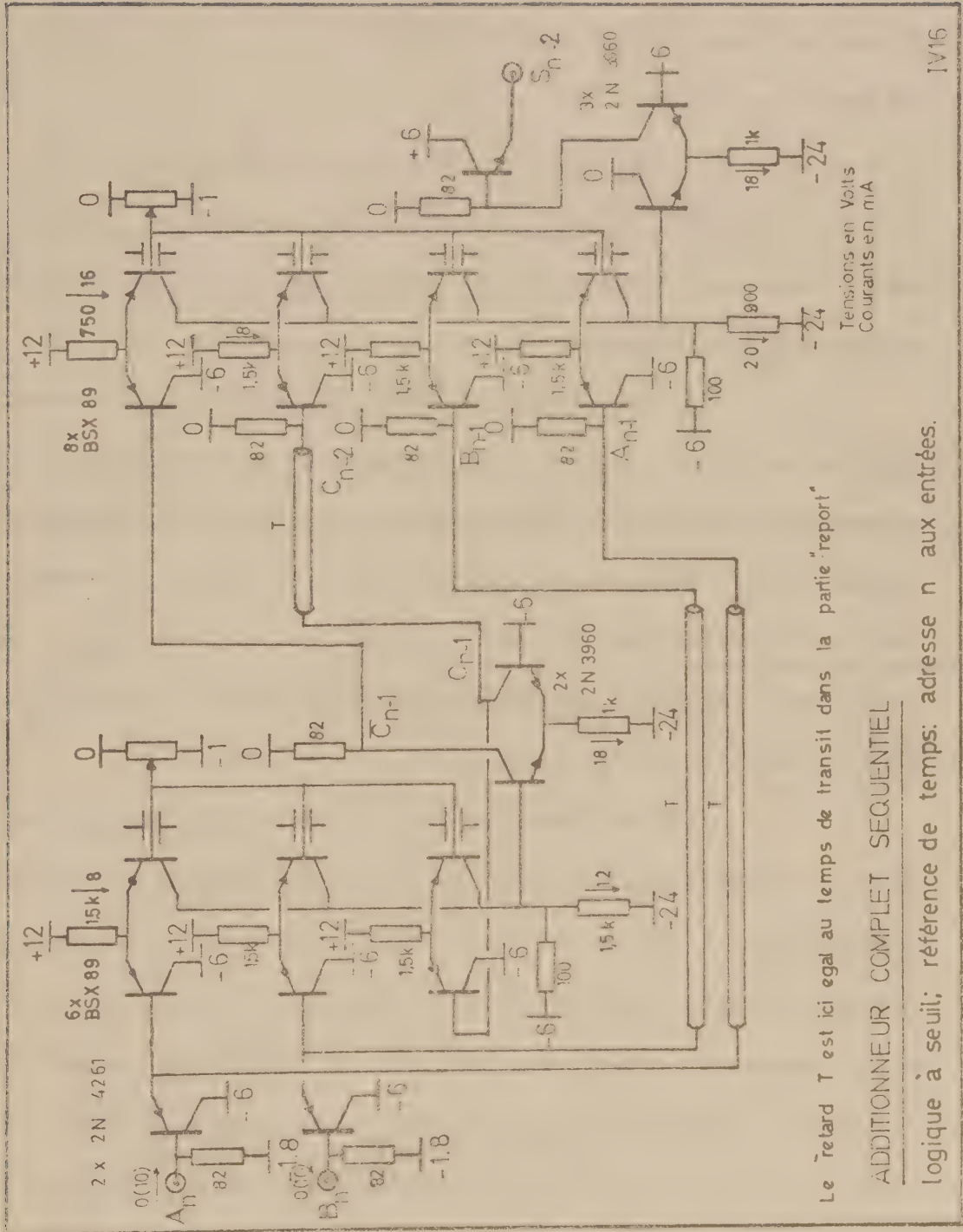


Fig. IV. 16

Dans ces conditions, les circuits sus-mentionnés étant trop critiques pour un fonctionnement sûr, nous avons envisagé une autre solution. La logique à seuil permet la réalisation en deux portes seulement de l'additionneur complet séquentiel. (voir appendice B pour le formalisme et les définitions)

On trouve en effet: (9), p. 206

$$C_n = A_n \cdot B_n + C_{n-1} \cdot (A_n + B_n) = \langle A_n + B_n + C_{n-1} \rangle_{2:1}$$

$$S_n = \overline{C}_{n-1} \cdot (\overline{A}_n \cdot B_n + A_n \cdot \overline{B}_n) + C_{n-1} \cdot (\overline{A}_n \cdot \overline{B}_n + A_n \cdot B_n) = \langle A_n + B_n + C_{n-1} + 2\overline{C}_n \rangle_{3:2}$$

où il reste la condition que le temps de réponse de la porte à majorité C_n soit inférieur ou égal à la largeur d'un bit.

La fig. IV.16 montre le schéma de l'additionneur complet séquentiel en logique à seuil que nous avons réalisé à l'aide de composants discrets. On constate que l'élément-mémoire conservant la valeur de C_{n-1} pendant le calcul de C_n et de S_n est le transit dans la porte C_n elle-même. De plus, comme $\overline{C}_n$ est utilisé dans le calcul de S_n , on a retardé par des câbles l'arrivée des signaux A_n , B_n et C_{n-1} sur l'entrée de la porte S_n .

Les performances de ce circuit pour des signaux simples sont présentées à la fig. IV.17, ainsi que pour des signaux "quelconques" à la fig. IV.18. Il faut noter que, contrairement à d'autres additionneurs précédemment publiés(7), celui-ci donne deux réponses S_n et S_{n+1} successives, qui sont fonctions combinatoires des seules entrées A_1 à A_n et B_1 à B_n . Son temps mort est inférieur à 2,5 ns et correspond au temps de réponse de la porte à majorité C_n .

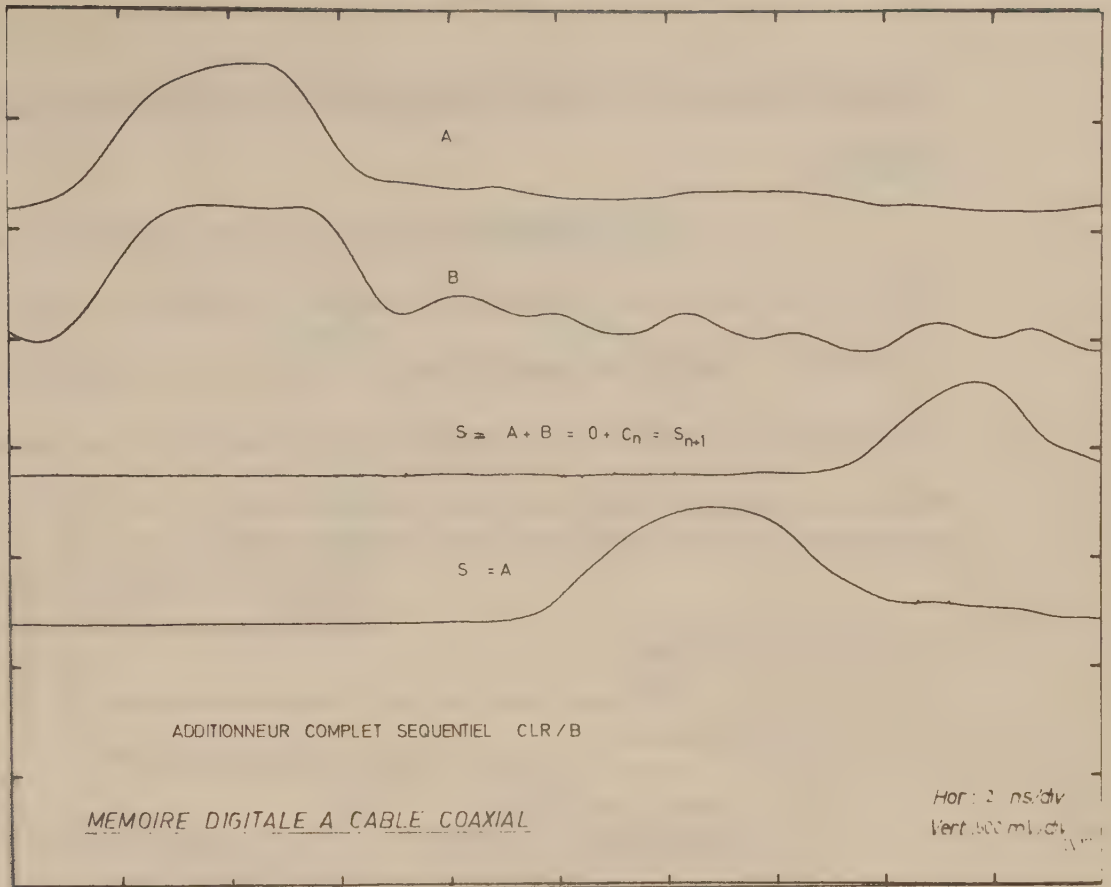


Fig. IV. 17

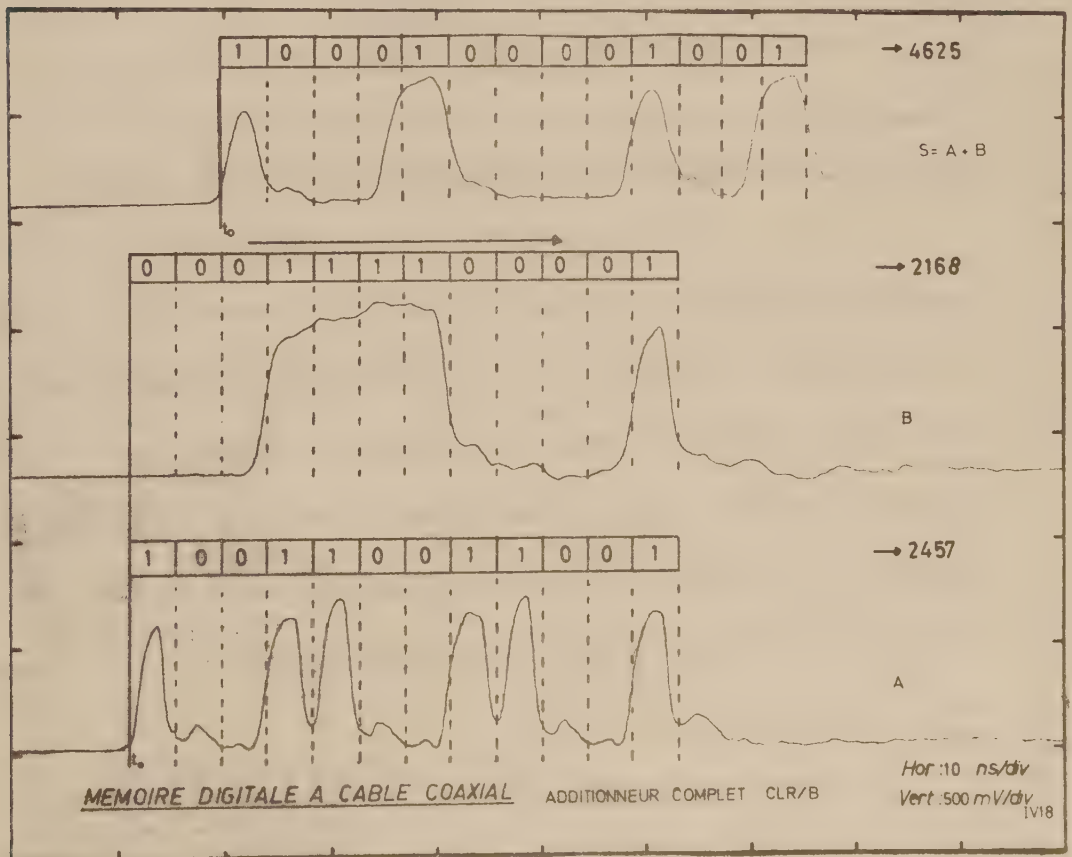


Fig. IV. 18

IV.5 REGISTRE ADDITIONNEUR ACCUMULATEUR FONCTIONNANT JUSQU'A 280 MHZ.

Les éléments logiques rapides décrits dans les § précédents nous ont permis de réaliser l'élément central d'un multiplieur numérique complètement séquentiel, l'additionneur accumulateur. La fig IV.19 montre le schéma-bloc de cette mémoire organisée pour des entrées-sorties en mots de 4 bits.

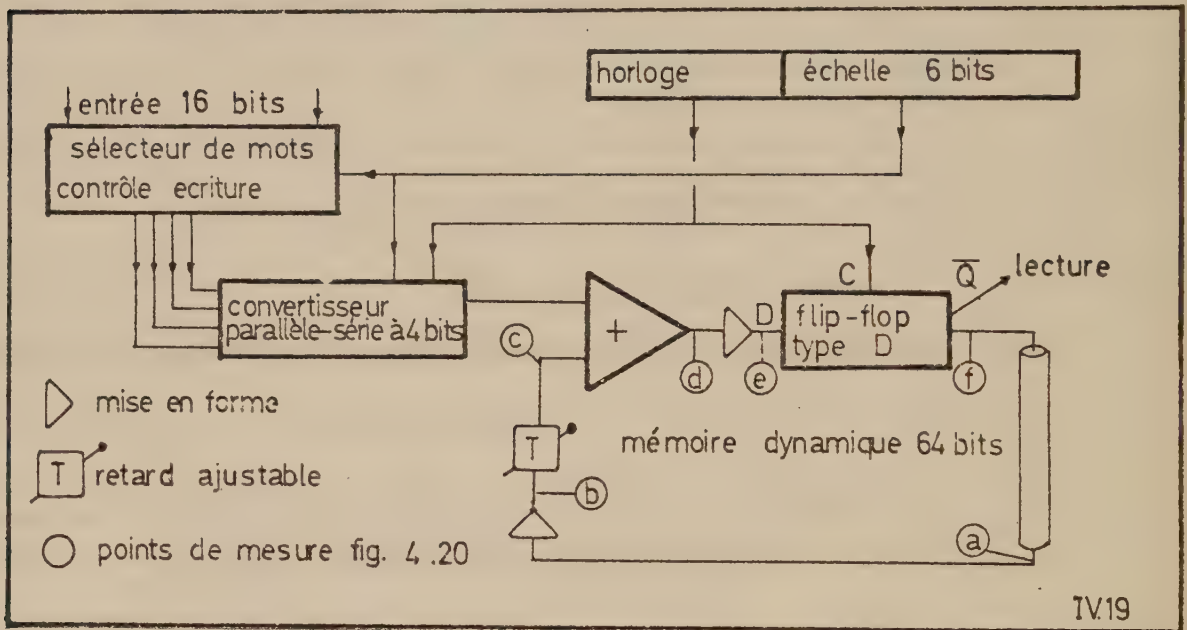


fig. IV.19 Registre additionneur-accumulateur 280 MHz.

Pour les essais, nous avons réalisé un sélecteur de mots à 4 mots, extensible à 16, et le convertisseur parallèle-série qui envoie à la suite l'un de l'autre les 4 bits du mot sélectionné. L'horloge, formée d'une porte MC1062S bouclée sur elle-même entraîne l'échelle d'adressage, constituée de circuits intégrés de la série MECL III. L'ensemble fonctionne jusqu'à une fréquence d'horloge proche de 300 MHz, ainsi qu'on peut le voir sur les figures suivantes.

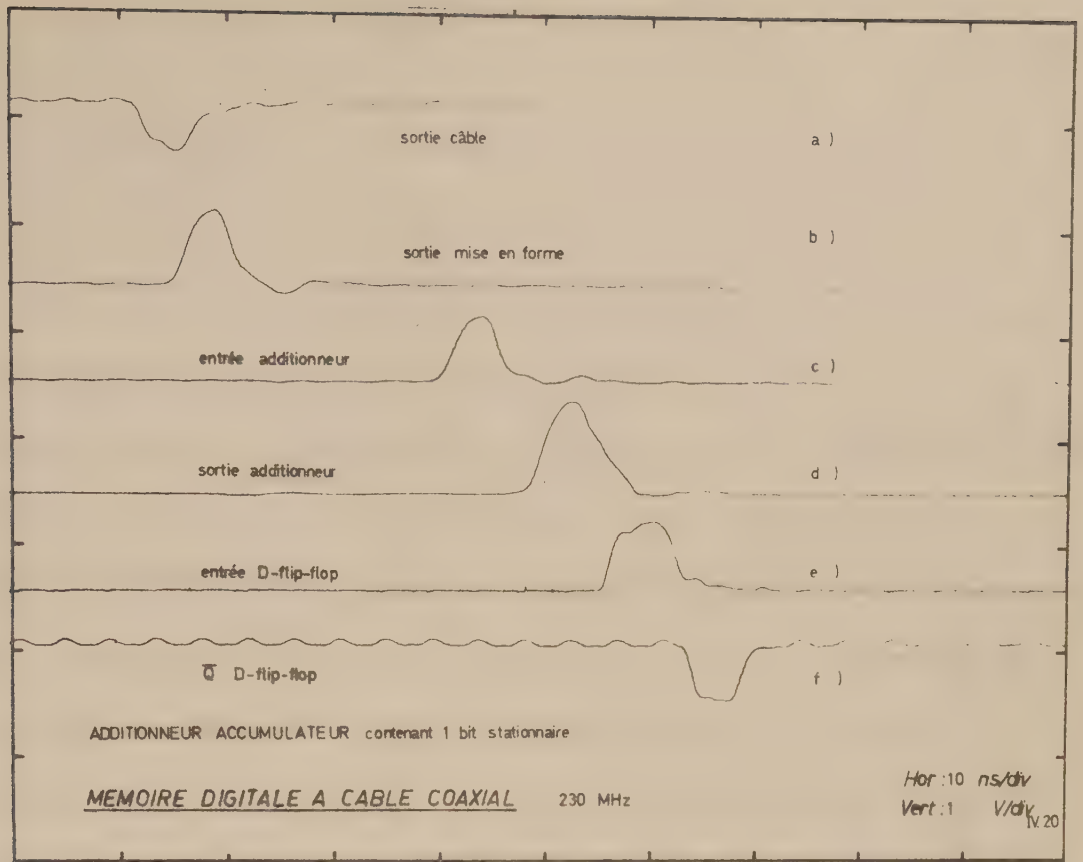


Fig. IV. 20

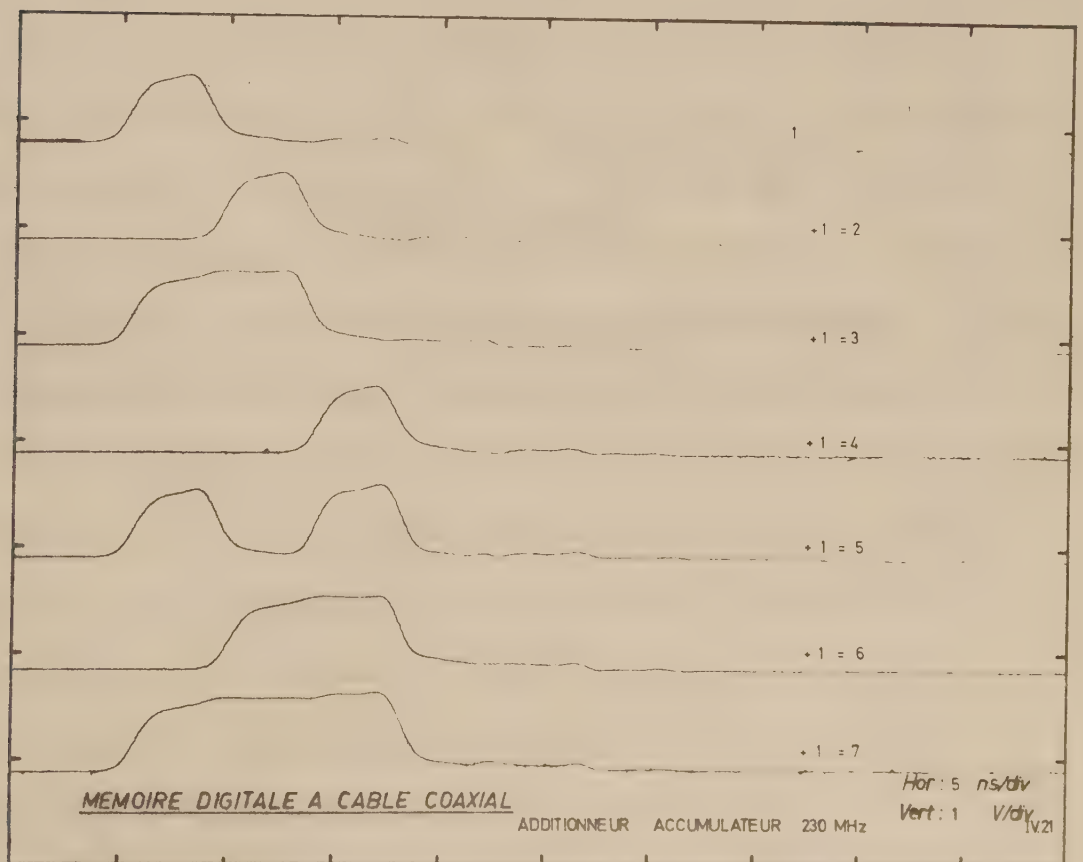


Fig. IV. 21

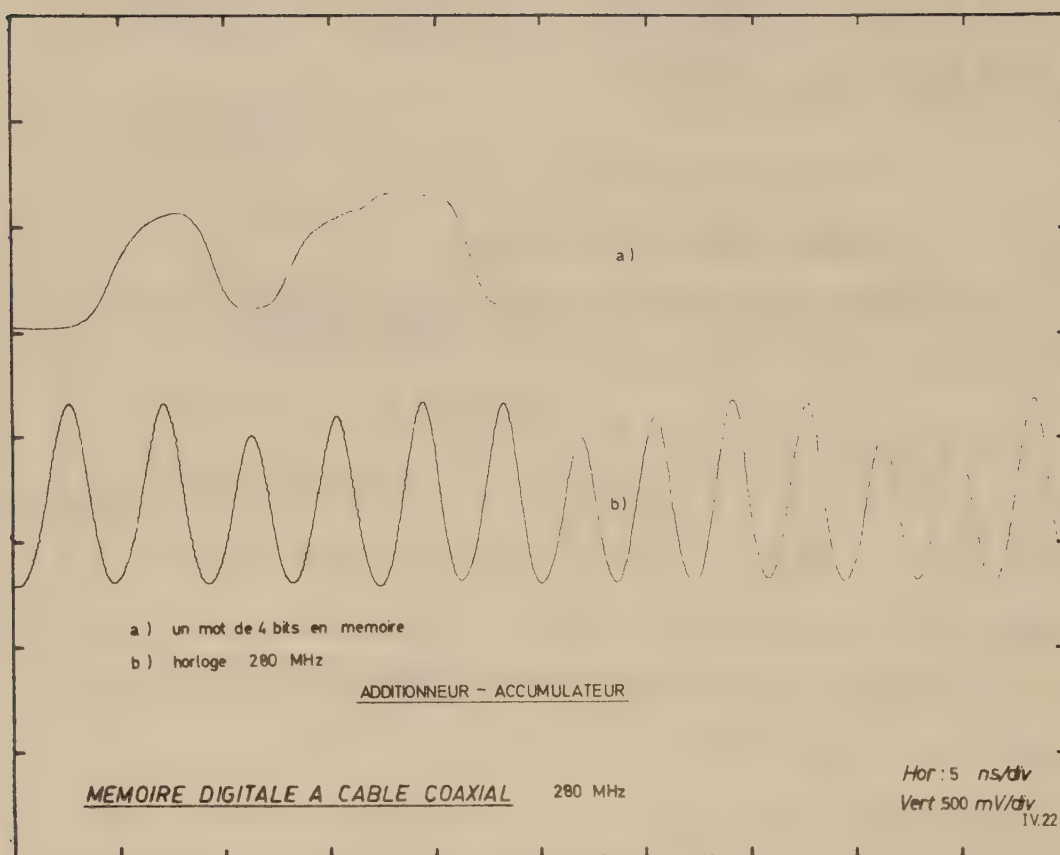


Fig. IV. 22

CHAPITRE V CONCLUSION

L'analyse des possibilités offertes par les mémoires à câbles coaxiaux nous amène aux conclusions suivantes:

- 1) Le câble coaxial est un moyen de stockage dense et efficace de l'information si celle-ci se présente sous forme séquentielle. Il permet la réalisation de mémoires tampons rapides à accès aléatoire, dont l'importance est appelée à croître, tant dans le domaine de l'analyse des événements uniques que celui de l'acquisition des données, en particulier pour les télécommunications. Sa large bande passante obtenue avec les conducteurs usuels peut être augmentée dans une forte proportion par l'emploi de supraconducteurs.
- 2) Les éléments actifs nécessaires à la régénération des pertes sont la limitation principale à l'augmentation de la fréquence de fonctionnement, tant par leurs caractéristiques intrinsèques, peu reproductibles d'un échantillon à l'autre, que par leur géométrie, favorisant les capacités et inductivités parasites; l'intégration hybride de semi-conducteurs sélectionnés à l'aide de mesures en domaine de temps, dont l'évaluation est rapide, devrait permettre des améliorations; toutefois, c'est au niveau de la conception des systèmes que les plus grands gains sont à réaliser, notamment par des mémoires exploitant les réflexions et employant des éléments actifs dont la géométrie aura été étudiée à cet effet.
- 3) Les techniques d'assemblage de la ligne de retard et de son amplificateur de régénération, qui consistent pour l'essentiel au respect d'une structure coaxiale adaptée à l'aide de pièces méca-

riques souvent complexes, sont à revoir dans le sens d'une miniaturisation et, peut-être, de l'emploi de circuits imprimés supraconducteurs, permettant le remplacement du câble coaxial par une ligne parallèle imprimée.

APPENDICE A NOTE SUR LES INSTRUMENTS DE MESURE EMPLOYES

A.1. Relevé d'impulsions répétitives rapides

Ces relevés ont été effectués à l'aide d'un oscilloscope Hewlett-Packard 141 A, équipé du pont d'échantillonnage 1430 A, possédant un temps de montée propre de 28 ps.

L'enregistrement a été fait , soit photographiquement, soit, ce qui correspond à la plupart des cas, par **traceur** X-Y.

Les mesures à partir desquelles des calculs numériques ont dû être faits en domaine de fréquence ont été relevés en couplant l'oscilloscope à deux convertisseurs D-A/A-D en ligne par l'intermédiaire d'un système de transmission rapide (1 Mbauds) avec un ordinateur IBM 1620 situé à 300 mètres de là. Les calculs importants ont été faits sur l'ordinateur CDC 3800 que l'Etat de Genève partage avec l'Université.

Le générateur d'impulsions servant aux tests en réflexion et en transmission est du type HP 1106/A fournissant un "saut unité" d'un temps de montée de 20 ps. Cependant, quelques mesures ont été faites à l'aide d'un autre générateur, HP 213/B, dont le temps de montée est de 90 ps. L'impulsion initiale figurant sur les graphiques, il est aisé de reconnaître lequel des deux générateurs a été employé.

A.2. Relevé d'impulsions uniques

Les fig. III.35 et 36, qui reproduisent des événements uniques reconstruits par notre analyseur, ont été enregistrées

photographiquement sur un oscilloscope Tektronix 545, à l'aide de film Polaroid 3000.

APPENDICE B LOGIQUE A SEUIL

1. Définitions et notations.

Soient :

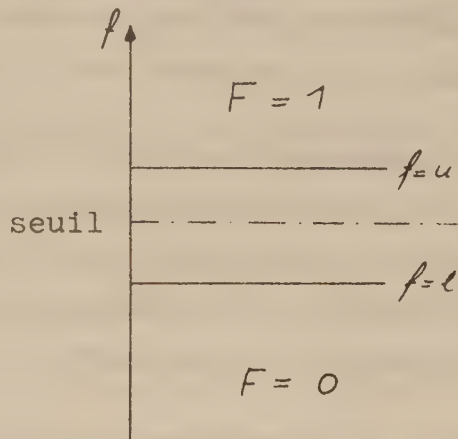
- F : fonction booléenne, valeurs possibles 0 ou 1
- x_i : variables booléennes, valeurs possibles 0 ou 1
- a_i : poids attribué à chaque variable; nombre réel, généralement entier positif
- u, l : nombres réels, généralement entiers, avec $u \geq l$
- f : fonction réelle

alors : $F = \langle F(a_i x_i) \rangle_{u : l}$

signifie que :

$$F = 1 \text{ si } f(a_i x_i) \geq u$$

$$F = 0 \text{ si } f(a_i x_i) \leq l$$



f est dite fonction séparatrice, qui réalise F avec le seuil $u : l$

Bande interdite (gap)

sa longueur est $u - l$

sa limite supérieure est u ("upper")

sa limite inférieure est l ("lower")

Pour un fonctionnement sûr, le seuil de F doit être compris à l'intérieur de la bande interdite.

S'il existe une forme

$$f = \sum_{i=1}^n a_i x_i$$

qui réalise une fonction booléenne $F(x_1 \dots x_n)$, F est dite fonction linéairement séparable.

Une fonction réalisable par une seule porte à seuil est nécessairement linéairement séparable.

2. Procédure pour la détermination de l'ordre des variables.

Soit F linéairement séparable donnée sous forme de somme des implicants premiers essentiels. Cette forme s'obtient par l'application des méthodes de simplification des fonctions logiques, tables de Karnaugh ou méthode de Mc Cluskey.

Grouper les implicants premiers essentiels en sous-ensembles G_k caractérisés par un même nombre (k) de variables dans chaque implicant. Ordonner ces G_k en fonction de k .

En commençant par le k le plus petit, répartir les variables de G_k en sous-ensembles selon le nombre de fois qu'elles apparaissent, en commençant par le plus grand nombre de fois. Séparer ces derniers sous-ensembles par un signe $>$. Continuer pour les valeurs de k supérieures et ajouter les $>$ où ils manquent.

Lorsque la procédure a été étendue à tous les implicants premiers essentiels, l'ordre des variables obtenu donne l'ordre des poids qui leur seront attribués dans toute réalisation possible. La première variable est dite variable la plus grande.

Si plusieurs variables différentes apparaissent dans le même sous-ensemble, la fonction est dite symétrique dans ces variables. Ces variables auront le même poids dans une réalisation.

3. Fonction réduite.

La fonction réduite d'une fonction logique quelconque est l'expression de cette fonction dans laquelle certaines variables auront été fixées à l'une de leurs valeurs possibles.

Elle se note :

$$F(x_1 = 0, x_2 = 1, x_3 = 0, x_4 \dots x_n) = F_{010}(x_4 \dots x_n)$$

L'ensemble de toutes les fonctions réduites en k variables se note

$$F_{\delta_1 \dots \delta_k} (x_{k+1} \dots x_n)$$

où chaque δ_i peut prendre soit la valeur 0, soit la valeur 1.

4. Fonction majorité et décomposition des fonctions symétriques.

Si $y = F(x_1 \dots x_n)$
est symétrique dans les variables $x_1 \dots x_m$ $m \leq n$
alors $F(x_1 \dots x_n) = \sum_{j=0}^m M_j(x_1 \dots x_m) F_j(x_{m+1} \dots x_n)$

où M_j est la fonction majorité qui vaut 1 si et seulement si j de ses variables sont égales à 1.

5. Linéarité.

Soit $y = \langle f(y_1) \rangle_{u : 1}$

alors $y = \langle b + c \cdot f(y_1) \rangle_{(b + cu) : (b + cl)}$

et $\bar{y} = \langle -f(y_1) \rangle_{-1 : -u}$

6. Gamme permise pour a_1 (Range)

Soient : $F_1(x_2 \dots x_n) = \langle f_1(x_2 \dots x_n) \rangle_{u_1 : 1_1}$

$F_0(x_2 \dots x_n) = \langle f_1(x_2 \dots x_n) \rangle_{u_0 : 1_0}$

avec F_1 et F_0 fonctions réduites pour $x_1 = 1$ et $x_1 = 0$ respectivement.

La fonction séparatrice pour F peut s'écrire

$$\begin{aligned} F(x_1 \dots x_n) &= \langle a_1 x_1 + f_1(x_2 \dots x_n) \rangle_{u : 1} \\ &= \langle f(x_1 \dots x_n) \rangle_{u : 1} \end{aligned}$$

avec :

$$\begin{aligned} (u_0 - l_1) &> a_1 > (l_0 - u_1) \\ u &= \min \{u_0, u_1 + a_1\} \\ l &= \max \{l_0, l_1 + a_1\} \end{aligned}$$

La gamme permise pour a_1 se note :

$$R(a_1) = (u_0 - l_1) * (l_0 - u_1)$$

Si la gamme permise pour a_1 est négative, on peut écrire :

$$F(x_1 \dots x_n) = \langle -a_1 \bar{x}_1 + f_1(x_2 \dots x_n) \rangle_{u': l'}$$

avec

$$\begin{aligned} u' &= \min \{u_1, u_0 - a_1\} \\ l' &= \max \{l_1, l_0 - a_1\} \end{aligned}$$

Une fonction symétrique dans m variables aura la réalisation :

$$F(x_1 \dots x_n) = \left\langle a \sum_{j=1}^m x_j + f_1(x_{m+1} \dots x_n) \right\rangle_{u: l}$$

avec

$$\begin{aligned} R(a) &= \min_{j > k} \left(\frac{u_j - l_j}{j - k} \right) * \max_{j > k} \left(\frac{l_k - u_k}{j - k} \right) \\ u &= \min_j \{u_j + (j \cdot a)\} \\ l &= \max_j \{l_j + (j \cdot a)\} \end{aligned}$$

7. Arbre fonctionnel.

C'est une structure associée à une fonction logique quelconque et qui donne sa décomposition en termes de fonctions réduites. Les variables doivent être ordonnées, comme décrit sous 2.

Le niveau supérieur contient la fonction F donnée (niveau zéro).

Le niveau suivant contient les fonctions réduites F_1 et F_0
(niveau 1).

F_1 est lié à F par un trait plein noté x_1 .

F_0 est lié à F par un trait pointillé noté $\overline{x_1}$.

Le niveau k contient les fonctions réduites $F_{j_1 \dots j_k}$; il y en a 2^k .

Les fonctions $F_{j_1 \dots j_{k-1} 1}$ sont liées aux $F_{j_1 \dots j_{k-1}}$ par un trait plein noté x_k .

Les fonctions $F_{j_1 \dots j_{k-1} 0}$ sont liées aux $F_{j_1 \dots j_{k-1}}$ par un trait pointillé noté $\overline{x_k}$.

8. Procédure de réalisation (synthèse)

On peut partir du niveau n de l'arbre fonctionnel et des identités suivantes :

$$0 = \langle 0 \rangle_{\infty : 0} (= \langle 1 \rangle_{\infty : 1})$$

$$1 = \langle 0 \rangle_0 : -\infty (= \langle 1 \rangle_1 : -\infty)$$

Pour chaque $F_{j_1 \dots j_{n-1}}$ on calcule la gamme permise pour a_n ; l'intersection de ces gammes, si elle n'est pas nulle, détermine la gamme commune; a_n sera alors choisi dans la gamme commune.

Si la gamme commune est négative, on rendra a_n positif comme indiqué au paragraphe 6.

Si l'intersection est nulle, une réalisation à porte unique est impossible et, à l'aide des th. de linéarité, il faut ajouter une fonction auxiliaire, elle aussi à seuil, dans la réalisation, afin que la gamme commune soit non nulle.

Les théorèmes sur la gamme s'appliquent pour la détermination des seuils au niveau $n-1$ et la procédure peut se répéter,

sachant que :

$$1 = \langle x_n \rangle_{0 : -\infty} = \left\langle \sum_{i=k}^n a_i x_i \right\rangle_{0 : -\infty}$$

$$0 = \langle x_n \rangle_{\infty : 1} = \left\langle \sum_{i=k}^n a_i x_i \right\rangle_{\infty : \sigma_{k-1}}$$

$$\sigma_{k-1} = \sum_{i=k}^n a_i$$

$$x_n = \langle x_n \rangle_{1 : 0}$$

9. Procédure d'analyse (décomposition d'une fonction à seuil en fonction de Boole).

$$1. \text{ Rendre les poids positifs : } \begin{cases} -a_j y_j \rightarrow a_j \overline{y_j} \\ u : \mathbb{R} \rightarrow (u + |\sigma_n|) : (1 + |\sigma_n|) \end{cases}$$

σ_n somme des coefficients.

2. Ordonner les coefficients en ordre décroissant.

3. Toutes les variables dont le poids dépasse le seuil sont des implicants premiers.

4. On regroupe les termes suivants à l'aide de fonctions ET de manière à former des expressions qui dépassent le seuil.

Tout bloc logique dont la fonction séparatrice dépasse le seuil est suivi de OU.

Tout bloc logique dont la fonction séparatrice est inférieure au seuil est suivi de ET.

- 11) D. Maeder & G. Vuilleumier Simulateur analogique de transistor
H.P.A 40, 4(1967)
- 12) L.J.Giacoletto Study of PNP Alloy Junction Transistor from
DC through Medium Frequencies. RCA rev., 15,
déc. 1954.
- 13) F.B Llewelyn & L.C. Petreson Vacuum Tube Networks Proc IRE, March 1944
- 14) D. Zenatti Réalisation d'un dispositif d'échantillonnage
d'un signal bref unique. CEA- Grenoble
CEA-R-3812, 1967.
- 15) D.Howard, A. Best, J. Umphrey The Wideband Sampling Gate. An Analysis, Carac-
terigation and Application. Discuss. Hewlett-
Packard, Colorado Springs. rec. 1966
- 16) W.M.Grove Sampling for Oscilloscope and other RF Systems
DC through X-Band.Unpubl. paper presented at
GMTT Conf. Palo Alto, May 1966.
- 17) M. Carvallo Logique à trois valeurs, logique à seuil.
Gauthiers-Villars, Paris 1968.
- 18) P.M. Lewis Threshold Logic J. Wiley & Sons N-Y 1967
C.L. Coates
- 19) M. Dertouzos Threshold Logic : A Synthesis Approach
MIT Press, Cambridge, Mass. 1965
- 20) Capdevielle et al. Dispositif d'analyse fine d'un signal rapide
unique. Colloque int. El. Nucl. Versailles 1968
- 21) A. Schindler Travail de diplôme (non publié, Université de
Genève)

- 22) H. Kaden Über das Verhalten Koaxialer Kabel mit Bandwendel-
isolation im Frequenzbereich über Tausend MHz.
Archiv für Elektronik, 1953
- 23) G.V.Glebovich Distorsion of Nanosecond Pulses Transmitted
O.V.Zhukov through a Cable. Instr & Exp. Techn. 1 sept 1964
- 24) P. Lebail Ligne coaxiale superconductrice miniature pour
retard et mise en forme d'impulsion nanoseconde.
Colloque International de commutation électronique
Paris, 1966, séance 38, No54C
- 25) J.L.Stewart Circuit Analysis of Transmission Lines.
J. Wiley & Sons, New-York, 1958.

